

V TOMTO SEŠITĚ

Marconi Instruments se představuje.....81

TRANSFORMÁTORY A CÍVKY PRO ELEKTRONIKU (dokončení z B2/95)

Transformátory a cívky pro rezonanční měniče.....	83
Tlumivky pro ochranu tyristorů.....	85
Impulsní transformátory.....	87
Vinutí impulsních transformátorů.....	91
Postup při návrhu.....	91
Vedení jako vinutí transformátorů.....	92
Rozptylová indukčnost.....	95
Kapacita vinutí.....	96
Ztráty v jádru.....	96
Ferity.....	98
Nároky na cívky.....	105
Cívky s jádry.....	105
Nf vzduchové cívky.....	108
Vf vzduchové cívky.....	109
Železová jádra.....	110
Miniaturní cívky pro povrchovou montáž a HIO.....	112
Transformátory a cívky vyrobené plošnými spoji a páskovými vodiči.....	115
Feritové antény.....	115
Cívky pro odrušování.....	116
Literatura.....	120
Inzerce.....	120

AMATÉRSKÉ RADIO - ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p., Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 24 22 73 84-8, fax 24 22 31 73.
Redakce: Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 24227384.
Šéfredaktor Luboš Kalousek, OK1FAC, I. 354.
Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 20,- Kč, pololetní předplatné 60,- Kč, celoroční předplatné 120,- Kč.
Tiskovna: PRONTRA Kelárek AG, Praha.
Rozšiřuje: MAGNET-PRESS (poskytuje slevu na předplatném) a PNS, informace o předplatném podá a objednávky přijímá PNS, pošta, doručovatel a předplatitelské středisko administrace Vydavatelství MAGNET-PRESS.
Velkoobchodní a prodejci si mohou objednat AR za výhodných podmínek v oddělení velkoobchodu MAGNET-PRESS, tel/fax (02) 26 12 26.
Podávání novinových zásilek povoleno jak Ředitelstvím pošt. přepravy Praha (č. j. nov. 5030/1994 ze dne 10. 11. 1994), tak RPP Bratislava - pošta Bratislava 12 (č. j. 82/83 dňa 23. 8. 1993). Objednávky do zahraničí přijímá MAGNET-PRESS, OZO.312, Vladislavova 26, 113 66 Praha 1 formou bankovního šeku.
Ve Slovenské republice předplatné zajišťuje a objednávky přijímá přímo nebo prostřednictvím dalších distributorů MAGNET-PRESS Slovakia s.r.o., P. O. BOX 814 89 Bratislava, tel./fax (07) 36 13 90, cena za jeden výtisk v SR je 27,- SK (22,- SK při předplatném v MAGNET-PRESS Slovakia).
Inzerce přijímá inzertní oddělení MAGNET-PRESS, Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel/fax (02) 24 22 31 73, tel. (02) 24 22 73 84.
Znění a úpravu odborné inzerce lze dohodnout s kterýmkoliv redaktorem AR.
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor.
Nevyžádané rukopisy nevracíme.
ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.
Toto číslo vyšlo 17. 5. 1995.
© MAGNET-PRESS s. p. Praha

Marconi Instruments

se představuje

Anglická firma Marconi je spjata nejen svým jménem s italským fyzikem Guglielmo Marconim, který před sto lety, v roce 1895, uskutečnil první rádiové spojení. Rádiový signál byl vyslán ze zahrady jeho rodinného statku a přijat na poli vzdáleném 3 km. Marconi pak nabízí svůj systém rádiové telegrafie italskému ministerstvu pošt a telegrafie, je však odmítnut s tím, že nový systém není o nic lepší než zavedený systém telegrafie po drátě. Poté Guglielmo Marconi odchází do Anglie, kde je jeho systém bezdrátové telegrafie příznivě přijat a vzniká firma Marconi. G. Marconimu je v roce 1909 udělena Nobelova cena za fyziku.

S postupem času se z původní firmy vydělují a osamostatňují firmy např. Marconi Communication, Marconi Radar and Control systems, Marconi Underwater Systems a vznikají podniky Marconi v Itálii. V současné době jsou podniky Marconi součástí nadnárodní společnosti General Electric Company (GEC), která měla v roce 1992 po celém světě 45 000 zaměstnanců a obrát 3 miliardy GBP. Součástí GEC jsou také mnohé další známé firmy, např.: Matra Marconi Space a Plessey. Spektrum výrobků je velmi široké od polovodičových součástek, spotřebních výrobků, radiokomunikačních a telekomunikačních systémů, trakčních vozidel až po navigační a zbraňové systémy.

Firma Marconi Instruments jako samostatný podnik vzniká v roce 1936 z divize měřicí techniky firmy

a Luton v okruhu 60 km od Londýna. V St Albans je ředitelství, administrativní, část vývoje a výroby, v Stevenage hlavní část vývoje a výroby a v Lutonu servis spolu s kalibrační a EMC laboratoří.

Jako jeden z předních výrobců měřicích přístrojů a testovacího vybavení pro elektronický průmysl Marconi Instruments uspokojuje potřeby zákazníků v oblastech vývoje, výroby, údržby, servisu a vzdělávání. Struktura firmy je tvořena čtyřmi samostatnými organizačními jednotkami, úzce zaměřenými na potřeby vybraných oblastí trhu měřicích přístrojů a testovacích zařízení. Marconi Instruments má po celém světě 1100 zaměstnanců a roční obrát 65 miliard britských liber (asi 2,9 miliardy Kč).

Výrobky firmy pokrývají oblasti radiokomunikací, telekomunikací a mikrovláknové techniky, firma vyrábí testovací systémy pro výrobu desek s plošnými spoji, různých elektronických subsystav a sestav. Spektrum vlastních výrobků Marconi Instruments je dále rozšířeno distribucí výrobků firem z Austrálie, Singapuru, Francie, Německa, Hongkongu, Holandska, Španělska a USA, které vhodně doplňují vlastní výrobky. Marconi Instruments má po celém světě přes 100 reprezentantů a distributorů.

Organizační jednotky firmy jsou zaměřeny na čtyři hlavní oblasti trhu. Jednotka „radiokomunikace a zdroje signálu“ je zaměřena na přístroje pro testování mobilních a buňkových rádiových zařízení. Jednotka „mikrovlákn



Guglielmo Marconi

Marconi Communication. Marconi Instruments v současné době sídlí ve třech městech: St Albans, Stevenage

B3
95



Peter Smith, Managing Director Marconi Instruments Ltd.

a telekomunikace" je zaměřena na testování např. integrity komunikačních zařízení mezi satelitními vysílací a pozemními stanicemi.

Jednotka „automatická testovací zařízení" se zabývá vývojem a výrobou zařízení pro testování neosazených i osazených desek s plošnými spoji a elektronických subsystémů na výrobních linkách. Ve Skotsku je skupina Marconi Instruments zaměřena na návrh a dodávky testovacích systémů „šitých na míru" a systémů „na klíč" pro výrobce elektronických a komunikačních zařízení.

Jednotka „servis a podpora" provádí kalibrace, opravy a údržbu všech druhů měřicích přístrojů a systémů včetně měření EMC a EMI.

Kalibrační měření jsou garantována vzhledem k národním standardům.

Marconi Instruments vyrábí a dodává zdroje signálu, přístroje pro radiokomunikace, mikrovlnné testery, přístroje pro telekomunikace, čítače, přístroje pro obecné použití, moduly VXI bus a systémy pro testování desek sestav a podsestav na výrobních linkách.

Zdroje signálu. Jsou to zejména signální generátory AM, FM a Φ M - např. ekonomický a velmi úspěšný typ 2022D 10 kHz až 1 GHz, řada generátorů s označením 2030, 10 kHz až 5,4 GHz (typ 2030 do 1,5 GHz, typ 2031 do 2,7 GHz, typ 2032 do 5,4 GHz), řada generátorů 2040 sice se stejným kmitočtovým rozsahem, avšak s velkou spektrální čistotou signálu. Řada 2050 má opět stejný kmitočtový rozsah, je však speciálně určena ke generování signálů s digitální a vektorovou modulací IQ.

Generátory řad 2030, 2040 a 2050 mají mnohé „options", varianty, např. modulaci GMSK nebo pulsní modulátor pro radiolokační aplikace. Nabízena je i verze Avionics pro testování leteckých palubních navigačních systémů.

Mezi zdroje signálu patří také syntetizátory pro televizní sítě ve IV. a V. TV pásmu.

Přístroje pro radiokomunikace. Do této skupiny přístrojů patří zejména radiotestery s kmitočtovým rozsahem 1 GHz. Marconi Instruments je tradičním výrobcem těchto přístrojů, obsahujících v jedné skříňce všechno potřebné přístrojové vybavení pro měření radiostanic - jako první uvedl v osmdesátých letech na trh radiotester 2955. V současné době je v provozu více než 20 000 těchto přístrojů a stále se prodávají další.

S nástupem hromadných a buňkových rádiových sítí byl radiotester typu 2955 doplněn „přístavkem" k testování technického vybavení těchto sítí. Tato přídatná jednotka komunikuje s radiotesterem 2955B přes sběrnici GPIB a tvoří se základním přístrojem 2955 kompaktní celek - radiotester 2960.

Zcela nový je přístroj, označený 2965, uvedený na trh v roce 1993. Přístroj obsahuje vř spektrální analyzátor s tracking generátorem a nf analyzátor FFT. Přístroj umožňuje zcela automatické měření radiostanic bez spolupráce s externím řídícím počítačem. Mezi „options" je vybavení pro hromadné a buňkové sítě (MPT 1327 a NMT pro Českou republiku) i pro GSM.

Posledním z typů zcela nové konstrukce je 2945, uvedený na trh na konci minulého roku. Je lehčí, jednodušší a tedy i ekonomičtější než 2965, přesto však obsahuje rychlý vř spektrální analyzátor s tracking generátorem a „options" pro hromadné a buňkové sítě. Modifikací radiotesteru 2945 je typ 2946, který navíc umožňuje testovat palubní radionavigační vybavení letadel.

Přístroje pro radiokomunikace doplňují dva typy automatických měřičů modulace - 2304, AM/FM, 9 MHz až 1 GHz a 2305, AM/FM/ Φ M, 50 kHz až 2,32 GHz.

Mikrovlnné testery. Mikrovlnné testery jsou navrženy podle stejné filosofie jako radiotestery - všechny potřebné přístroje jsou vestavěny do jedné kompaktní skříňky. Mikrovlnné testery řady 6200 obsahují skalární analyzátor, syntetizovaný rozmitaný generátor, čítač a měřič výkonu signálů do kmitočtu až 46 GHz (6202 10 MHz až 2 GHz, 6201 10 MHz až 8 GHz, 6200 10 MHz až 20 GHz, 6203 10 MHz až 26,5 GHz a 6204 10 MHz až 46 GHz) a vy-

bavení k zobrazení nehomogenit impedanace trasy (fault location) v rozsahu 10 mm až 25 km v reálném čase.

Přístroje pro telekomunikace. Pro telekomunikace dodává Marconi Instruments zejména analyzátor přenosu pro 2 až 140 Mbit/s. Jsou to analyzátor bitové chybovosti (BERT), obsahující generátor vzorků a detektor chyb. Přístroje umožňují měřit mimo jiné rámcové i nerámcové přenosy $n \times 64$ kbit/s a dlouhodobě měřit s vyhodnocením četnosti chyb a signalizací histogramem. Nejnovějším typem z rodiny těchto telekomunikačních přístrojů je lehký a ekonomický analyzátor 2 Mbit/s, typ 2840, uvedený na trh roku 1994.

Mezi přístroji pro telekomunikace je dále 1066, demultiplexer a monitor rámce, 1428, generátor vzorku a detektor chyb a CTL100, simulátor telefonní linky ústředny.

Přenosný, lehký a bateriově napájený CTL100 simuluje signály telefonní linky a měří signály, generované telefonním přístrojem. Přístroj umožňuje nejen kompletně ověřit parametry telefonních přístrojů na místě u zákazníka, ale je i předvést zákazníkovi při prodeji. Firma pružně reagovala na požadavky tuzemských zákazníků a od letošního roku je dodávána verze přístroje pro Českou republiku - CTL153.

Čítače. Základní rozsah čítačů Marconi Instruments je 10 Hz až 26,5 GHz (podle typu). Kmitočtový rozsah lze rozšiřovat až asi na 170 GHz. V nabídce jsou nejen přístroje Marconi, ale i mikrovlnné čítače firmy EIP z USA (v rámci „strategické aliance" obou firem).

Tyto čítače mají díky předzesilovači YIG velkou odolnost proti přetížení signálem na vstupu a možnost měřit v přednastaveném kmitočtovém okně (měření slabších mikrovlnných signálů za přítomnosti jiného, třeba i silnějšího signálu). V nabídce je pět základních typů, z nichž např. typ 585C umožňuje měřit kmitočtový profil impulsu.

Přístroje pro obecné použití. V této skupině přístrojů jsou zahrnuty měřiče vř výkonu, programovatelné atenuátory, nf měřič výkonu, napětové a proudové standardy.

Vř měřiče výkonu jsou širokopásmové - vyrábějí se dva typy - 6960 stolní a 6970 přenosný kapesní. S dodávanými výkonovými senzory pokrývají kmitočtové pásmo 30 kHz až 46 GHz a výkony 0,1 nW až 3 W (100 W pro impuls 2 μ s). Měřič výkonu 6970 má vnitřní referenci vř výkonu 1 mW a je navržen tak, aby např. technik měl volné obě ruce pro nastavování paraboly směrového spoje - úrovně signálu jsou indikovány akusticky.

Jednotky VXI bus. V nabídce Marconi Instruments jsou moduly pro mikrovlnné aplikace. Stejně jako u čítačů jsou v této skupině také přístroje, vyráběné v rámci strategické aliance firmou EIP. Je zde modul atenuátoru ss až 20 GHz, mikrovlnný čítač s možností měřit kmitočtový profil impulsu 20 GHz nebo 26,5 GHz, syntetizovaný generátor 20 GHz nebo 26,5 GHz, pulsní generátor, měnič kmitočtu 1 GHz až 20 GHz a výkonový zesilovač 1 GHz až 20 GHz. Kromě uvedených přístrojů je dodáváno i veškeré příslušenství (např. kabely a konektory). Téměř všechny přístroje obsahují rozhraní GPIB nebo RS232.

V České a Slovenské republice je autorizovaným distributorem Marconi Instruments od roku 1993 firma EMPOS, s. r. o., Rostislavova 13, 140 00 Praha 4, tel. (02) 692 50 80, fax (02) 692 50 84.

TRANSFORMÁTORY A CÍVKY PRO ELEKTRONIKU

Ing. Zdeněk Faktor

(Dokončení z AR B2/95)

Navrhnout transformátor a filtrační tlumivku pro propustný měnič s výstupem 5 V, 16 A.

Měnič je napájen z usměrněného filtrovaného síťového napětí, které podle odběru kolísá od 220 do 240 V. Spínací kmitočet 50 kHz, $F = 10$.

Návrh filtrační tlumivky.

$L_0 = [(U_0 \delta T) / (2 I_0)] \cdot F = [(5,0 \cdot 5,20 \cdot 10^{-8}) / (2 \cdot 16)] \cdot 10 = 16 \cdot 10^{-6}$ (pro $\delta = 0,5$) - cílem bude realizovat indukčnost do 20 μH .

$$I_{0b} = I_0 / F = 16 / 10 = 1,6 \text{ A,}$$

$$I_{0 \text{ max}} = 16 + 1,6 = 17,6 \text{ A.}$$

Hledá se jádro s mezerou, které splňuje vztah

$$L_0 I_{0 \text{ max}}^2 = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 17,6^2 = 6,2 \text{ mHA}^2.$$

Protože máme k dispozici údaje např. k jádrům EC, volíme typ EC41 s $\mu_e = 50$. Náhradní rozměry tohoto jádra jsou: $l_e = 90 \text{ mm}$, $S_e = 121 \text{ mm}^2$ a $V_e = 11\,000 \text{ mm}^3$. Počet závitů tlumivky

$$N = \sqrt{(L_0 l_e) / (\mu_0 \mu_e S_e)} = \sqrt{(20 \cdot 10^{-6} \cdot 90 \cdot 10^{-3}) / (1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 121 \cdot 10^{-6})} = 5 \text{ závitů.}$$

Vinutí se vytvoří z fólie Cu 0,15 x 20 mm².

Návrh transformátoru: převod

$$n = \delta_{\text{max}} V_{1 \text{ min}} / (V_0 + V_{\text{diody}} + V_{\text{transf.}} + V_{\text{tlumivky}}) = 0,5 \cdot 220 / (5,5 + 0,5 + 0,3 + 0,2) = 13,5,$$

$$\delta_{\text{min}} = \delta_{\text{max}} U_{1 \text{ min}} / U_{1 \text{ max}} = 0,5 \cdot 220 / 340 = 0,32,$$

$$L_2 = 3 L_0 = 60 \mu\text{H},$$

$$L_1 = 60 \cdot 13,5^2 = 11 \text{ mH.}$$

Magnetovací proud

$$I_{m1 \text{ max}} = V_{1 \text{ max}} \delta_{\text{max}} T / L_1 = 340 \cdot 0,5 \cdot 20 \cdot 10^{-6} / (11 \cdot 10^{-3}) = 0,3 \text{ A.}$$

Max. proud tranzistorem a primárním vinutím

$$I_{C \text{ max}} = I_{1 \text{ max}} = (I_0 / n) \cdot 1,3 + I_{m1 \text{ max}} = 1,5 \text{ A.}$$

Velikost jádra

$$V_e = (\mu_0 \mu_e U_{1 \text{ max}} I_{m1 \text{ max}} \delta T) / B^2 = 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 340 \cdot 0,3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} / 0,15^2 = 11\,300 \text{ mm}^3$$

(jádro pro propustný měnič je bez mezery, μ_e je amplitudová permeabilita, která náleží k magnetické indukci 150 mT. Není-li k dispozici závislost průběhu μ na B , bude tato hodnota blízká hodnotě počáteční. Pro H21 je v rozmezí 1500 až 2500 pro ty magnetické indukce, které přicházejí v úva-

hu). Jako vhodné se opět ukazuje jádro EC41.

$$N_1 = \sqrt{(L_1 l_e) / (1,256 \cdot 10^{-6} \mu_e S_e)} = \sqrt{(11 \cdot 10^{-3} \cdot 90 \cdot 10^{-3}) / (1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 2000 \cdot 11 \cdot 10^{-6})} = 190,$$

$$N_2 = 14, N_3 = N_1 = 190.$$

Uložení vinutí: nejprve se navine 1/2 primárního vinutí (95 z drátu o \varnothing 0,5 mm CLE, pak N_3 (190 závitů o \varnothing 0,12 mm CLE, pak stínění (fólie Cu 0,1 mm), pak N_2 (14 z fólie Cu 0,15 x 20 mm²), pak stínění (fólie Cu tloušťky 0,1 mm), nakonec 1/2 vinutí N_1 (95 z drátu o \varnothing 0,5 mm CLE).

Oteplení transformátoru by se odhadovalo stejně jako u příkladu blokovacího měniče.

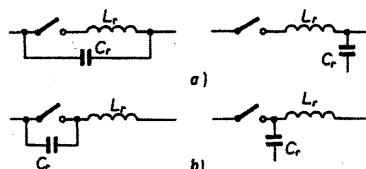
Transformátory a cívky pro rezonanční měniče

Objem napáječů lze dále zmenšit při použití rezonančních měničů. Jejich spínací kmitočet bývá v oblasti 1 MHz až 10 MHz. Vzhledem k jejich malému objemu lze centrální napáječe nahradit napáječi v jednotlivých částech zařízení. Používají se pro výkony 50 až 300 W a dosahují měrného výkonu 200 W/dm³. Rozvoj těchto napáječů je ovlivněn především novými spínacími MOSFET, novými magnetickými materiály a synchronními usměrňovači. Pro další omezení ztrát se hledá nový způsob vinutí transformátorů, u nichž nejsou použita jádra (bezádrové transformátory).

Při stejném kmitočtu se ztrátový výkon v magnetickém materiálu zvětšuje rychleji než magnetická indukce. To vede k volbě většího jádra, aby bylo možno použít menší indukci, nebo se snižuje kmitočet, popř. se používají zcela nové magnetické materiály a tvary magnetického obvodu.

Spíná se buď při nulovém magnetovacím proudu, nebo v době, kdy je na parazitních kapacitách spínačů nulové napětí. Tím se omezují ztráty při spínání a zmenšuje se i úroveň rušení, neboť nedochází ke skokům napětí a proudů. Výstupní napětí se reguluje změnou kmitočtu spínání v oblasti rezonančního kmitočtu měniče.

U impulsně řízených napáječů lze jednoduchým doplněním spínačů rezonančními obvody (obr. 69) získat

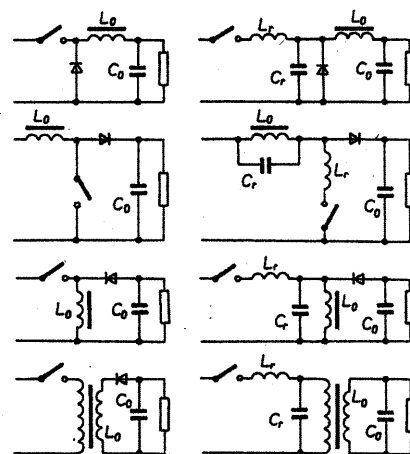


Obr. 69. Spínače s rezonančním obvodem. a) spínání při průchodu proudu nulou, b) spínání při průchodu napětí nulou

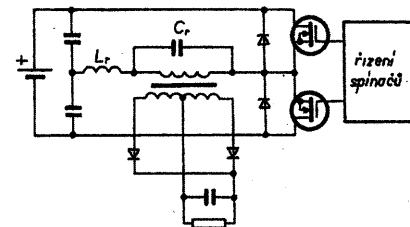
soubor zapojení rezonančních měničů, které pracují v kvazirezonančním režimu.

Na obr. 70 je příklad přechodu schémat od impulsních měničů na rezonanční.

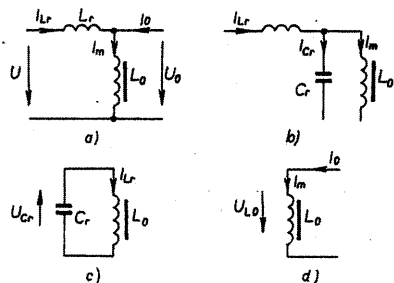
Na obr. 71 je zapojení dvojčinného dvojcestného rezonančního měniče. Zatím nejrozšířenějším u rezonančních měničů je jednocestný nepropustný (blokuji) měnič.



Obr. 70. Spínače s rezonančním obvodem u některých rezonančních měničů ($L_r \ll L_0$, $C_r \ll C_0$)

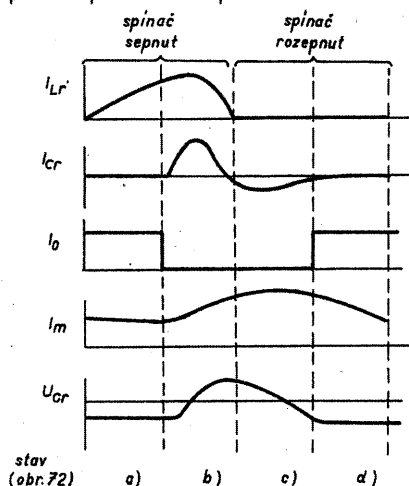


Obr. 71. Dvojčinný rezonanční měnič



Obr. 72. Čtyři stavy rezonančního nepropustného měniče (třetí zapojení shora v obr. 70). a) Spínač je sepnut. Rezonanční cívka začíná protékat proud. Napětí U_0 je větší než napětí na cívce L_0 , dioda je polarizována v propustném směru. Proud I_0 odtéká z kondenzátoru C_0 . b) Spínač je sepnut. Rezonanční kondenzátor se nabíjí. Bude-li na něm napětí větší než U_0 , je dioda polarizována v nepropustném směru, proud I_0 neprotéká. c) Proud I_L se zmenšil na nulu. Spínač se rozpojí. C_r se vybíjí přes L_0 . U_{Cr} je větší než U_0 . Dioda nevede, proud I_0 neprochází. d) Spínač je dosud rozpojen. Kondenzátor se vybíjí. U_0 je větší než U_{L0} . Proud I_0 protéká tlumivkou L_0 .

V činnosti nepropustného jednočinného měniče se spínáním v nule proudu lze odlišit čtyři fáze (obr. 72), jimž odpovídá průběh proudů a napětí na obr. 73.



Obr. 73. Průběh napětí a proudů v rezonančním nepropustném měniči

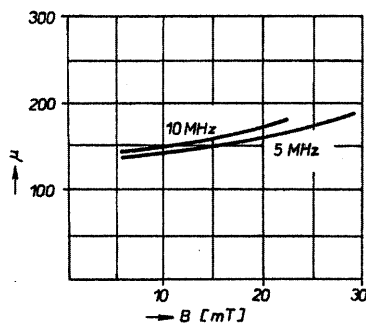
Uvažuje se stále vstupní i výstupní napětí. Přechody průběhu napětí a proudů při spínání a rozpinání nejsou skokové. Napětí na parazitní kapacitě impulsně řízeného nepropustného měniče je $2U$, u rezonančního měniče je menší, proto je menší i ztrátový výkon. U impulsně řízeného nepropustného měniče se časově překrývá vodivost spínače a diody vlivem jejich zotavovací doby při plném napětí a proudu, kdežto u rezonančních měničů při malých nebo nulových.

Volba materiálu jádra v kmitočtovém rozsahu 3 až 10 MHz je omezena na ferity Ni-Zn. U feritů Mn-Zn v kmito-

čtové oblasti nad 1 MHz vzniká rezonance doménových stěn, která je spojena se zvětšením hysteretických ztrát. Ferity Mn-Zn mají dále menší měrný elektrický odpor a tím větší ztráty vířivými proudy. Jejich velká dielektrická konstanta (permitivita) řádu tisíc až desítek tisíc při velké permeabilitě způsobuje rozměrové rezonance, které jsou spojeny se ztrátami. Aby se s ohledem na ztráty mohla uplatnit železoprachová jádra, měla by být jejich permeabilita asi 30, což je málo, neboť jádra z feritů Ni-Zn mohou mít permeabilitu při stejných ztrátách až desetinásobnou. Použitelné jsou proto jen ferity Ni-Zn. Cívkou L_r i L_0 protéká také stejnosměrný proud a jádra proto musí mít buď mezeru nebo cívky musí být bez magnetických jader. Jádra z pásků amorfních materiálů s tloušťkou 10 μm jsou použitelná do 1 MHz. Z feritových hmot se používají jádra např. z materiálů Ferroxcube 4C4 a jim blízkých ekvivalentů. Na obr. 74 je průběh permeability a ztrát v závislosti na magnetické indukci při 5 a 10 MHz pro dva feritové materiály. Pro omezení magnetického vlivu sousedních závitů je vinutí jednovrstvové. Vinutí tlumivky L_0 bývá vyleptané ve tvaru spirály. Má čtvercovitý průřez závitů s poměrem šířky závitů k hloubce vniku 0,5 až 1. Průřez závitů vinutí je takový, aby činitel jakosti, určený jako podíl reaktance při pracovním kmitočtu a stejnosměrného odporu vinutí, byl větší než 100. U izolovaného nepropustného měniče musí být rozptýlová indukčnost vinutí transformátoru menší než indukčnost L_r , která bývá několik μH . Kapacita C_r je tvořena vlastní kapacitou vinutí transformátoru. Druhé vinutí transformátoru je jednovrstvové ve tvaru plochého závitů o šířce několik závitového prvního vinutí. Vinutí se zhotovuje leptáním na oboustranně plátované polyimidové fólii. Průřez závitů je elektrolyticky zesílen. Cívka L_r je vzduchová.

Přesytky pro magneticky řízené usměrňovače

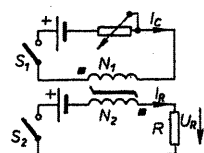
Řídit výstupní stejnosměrné napětí měniče a stabilizovat je magnetickým zesilovačem je výhodné pro velkou stálost a spolehlivost. Činnost magnetického zesilovače je založena na ří-



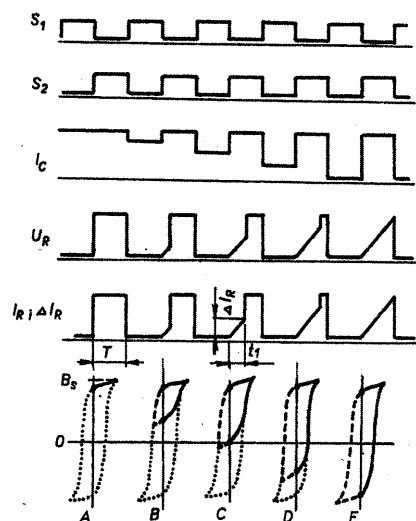
Obr. 74. Průběh permeability a poměrného ztrátového výkonu v závislosti na kmitočtu a magnetické indukci pro materiál 4C65 (Philips) při 25 °C. Čárkované průběhy ztrátového výkonu pro nejkvalitnější feritovou hmotu pro měniče (Mn-Zn) s $\mu \sim 2000$

zení indukčního toku cívky s jádrem - přesytou, která má pravouhlý průběh hysteretzní křivky, malou koercitivitu a velkou indukci nasycení. Nejvyšší kmitočty, pro který je jádro přesytou použitelné, závisí na ztrátách vířivými proudy. Ztráty vířivými proudy zaoblují tvar hysteretzní smyčky a zmenšují strmost boků, čímž se zvětšuje i koercitivita. Při nejvyšším použitelném kmitočtu by neměla být koercitivita, zjištěná dynamicky, větší než dvojnásobek její statické velikosti.

Činnost přesytou je naznačena na obr. 75. Průběh proudů a napětí v tomto obvodu je na obr. 76. Spínače



Obr. 75. Obvod s přesytou



Obr. 76. Stav spínačů, velikost nastavovacího proudu, jemu odpovídající průběh napětí a proudů na zátěži a průběh hysteretzních smyček přesytou

S_1 a S_2 se střídají ve své činnosti. Spínačem S_1 se proudem I_C nastavuje jádro přesytou do různých stavů a podle nich proud I_R při sepnutí spínače S_2 probíhá po různých tvarech hysteretzní smyčky (obr. 76). Čím bude větší nastavovací proud I_C , tím bude probíhá na větší hysteretzní smyčka, tím větší

indukčnost bude mít přesytka a tím menší proud I_R poteče do zátěže. Přesytka musí být navržena tak, aby napětí U zdroje přesytku nasýtilo, tj. aby

$$U > 4S_1 B_s f N_2.$$

Při plném nastavení přesytky (stav E) je přibližná doba syčení přesytky

$$t_1 = [N_2(B_s + B_r)S_1] / U.$$

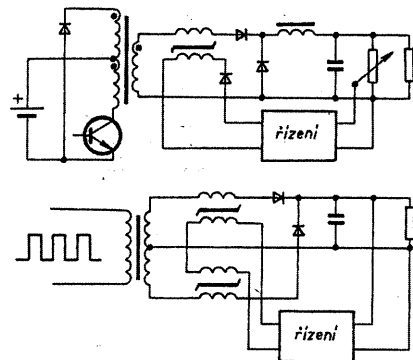
Není-li přesytka nastavena (stav A), tj. není-li k dispozici žádná změna indukčního toku, přesytka se přesytí a doba syčení je nulová. Pět z možných stavů je na obr. 76 a to spolu s jím odpovídajícími nastavovacími proudy. Nastavovací proud I_C je v ideálním případě v mezích

$$0 < I_C < H_{c1} / N_1.$$

Průměrný proud v zátěži je

$$I_0 = (U/R)[(T - t_1) / 2T].$$

Na obr. 77 jsou zjednodušená schémata propustného měniče a dvočinného měniče, jejichž napětí jsou řízena přesytkami.



Obr. 77. Řízení výstupního napětí přesytkami

Tlumivky pro ochranu tyristorů

V obvodech s tyristory se cívky používají k jejich ochraně a pro odrušování. V zapojení pro ochranu tyristorů se využívá doby potřebné k nasycení jádra tlumivky provozním proudem tyristoru, čímž se zmenší její indukčnost na zanedbatelnou velikost. Proud v obvodu s tyristorem se proto zvětšuje na jmenovitou velikost postupně. Návrh tlumivky pro ochranu tyristoru vychází ze znalosti dynamických magnetovacích charakteristik použitého materiálu.

Tyristorové obvody se vyznačují strmými nárusty proudu a s tím souvisejícími rychlými změnami napětí. Pro ochranu obvodů a ke zvětšení provozní jistoty nesmí proud (nebo napětí) překročit v malém časovém rozpětí přípustnou velikost. Problém lze řešit tlumivkou, která je zapojena bezprostředně v sérii s chráněným tyristorem. Během kritické doby je na tlumivce napětí a až po nasycení jejího jádra je tlumivka z činnosti vyřazena, neboť se její indukčnost značně zmenší. Tím se zpokojuje nárust napětí na tyristoru. Doba ochrany, tj. doba, za kterou se tlumivka nasýtí, je

$$t_s = S_1 \Delta B N / U_0.$$

Pro praktické výpočty se vzorec upravuje na

$$t_s = 100 S_1 \Delta B N / U_0 \quad [\mu s, cm^2, T, V].$$

Materiály na jádra, které se pro tlumivky používají, jsou charakterizovány napětovou časovou plochou, vyjádřenou v mikrovoltsekundách. Je to údaj, který charakterizuje magnetický materiál myšleným jádrem o jednotkovém průřezu, které je ovinuto jedním závitem, způsobí-li na něm periodická změna napětí pravoúhlého průběhu o amplitudě 1 V magnetické nasycení jádra.

Čím je tento údaj větší, tím výhodnější je magnetický materiál pro dosažení zpoždění. V zahraniční literatuře bývá tento údaj označován ET.

Změna magnetické indukce u zvoleného materiálu jádra musí však být podmíněna určitou změnou magnetického pole. Tu lze určit osciloskopem měřením časové závislosti magnetovacího proudu, působí-li na vinutí cívky unipolární nebo bipolární impulsy. Ke zvolené změně magnetické indukce se určí amplituda napětového pravoúhlého impulsu a doba jeho trvání. Na konci napětového intervalu se zjistí proud vinutím cívky, z něhož se určí ΔH . Závislost ΔB na ΔH při $\Delta B/\Delta t = \text{konst.}$ se vynese do grafu. Volená změna magnetické indukce pro každé změření odpovídá podmínce

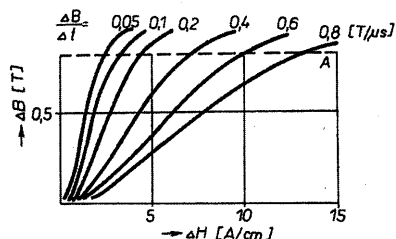
$$\Delta B = U \Delta t / N S_1.$$

Pro jádro z materiálu Permax F, vinuté z pásky o tloušťce 0,05 mm, je soubor dynamických magnetovacích charakteristik pro unipolární napětové impulsy na obr. 78. Z nich je patrné, jaké velikosti H musí být proudem tyristoru dosaženo, aby se jádra po době Δt nasýtla. Charakteristiky byly převzaty z katalogu fy Vacuumschmelze Haman GmbH. Průběhy charakteristik, hlavně při krátkých časových intervalech, budou velmi závislé na tloušťce pásky jádra. Průběh je ovlivněn vířivými proudy.

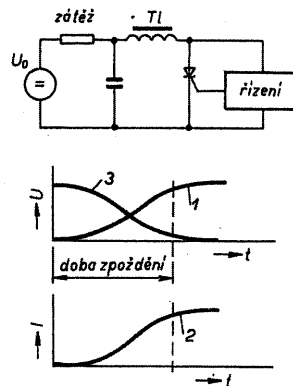
Schematicky znázorněný průběh napětí na zátěži a tlumivce a průběh proudu v obvodu s tyristorem je na obr. 79.

Tlumivky jsou účinné i pro vypínání nebo přerušování proudu, kdy omezují zpětné proudy tyristorových obvodů, takže v této fázi činnosti vznikají v obvodu jen malá zpětná indukovaná napětí.

Z hlediska návrhu tlumivky je významné, prochází-li proud tlumivkou



Obr. 78. Dynamické magnetovací křivky pro vinutí toroidů z pásky tloušťky 0,05 mm z materiálu Permax F. A - oblast průměrného zdvihu indukce pro unipolární impulsy



Obr. 79. Schematické znázornění vlivu přesycování tlumivky na zpomalování růstu proudu tyristorem.

1 - průběh napětí na zátěži, 2 - proud zátěží, 3 - průběh napětí na tlumivce

jedním, nebo oběma směry. Tato činnost je rozhodující pro volbu materiálu jádra.

Pro unipolární impulsy je maximální změna ΔB magnetické indukce z remanence např. kladné do kladného nasycení, při bipolárním impulsu změna z remanence např. kladné do záporného nasycení.

Pro unipolární impulsy je vhodný materiál s malou remanencí, který umožňuje velkou změnu indukce. Výhodný je izopermový (podlouhlý) tvar hysterezní smyčky. Pro bipolární impulsy je vhodný klasický nebo pravoúhlý tvar křivky. Některé údaje o materiálech, které uvedená firma doporučuje pro tento účel, jsou v tab. 24 (str. 86). Feritový materiál, který by byl alternativou k těmto kovovým materiálům, zatím neexistuje.

Jádra se vyrábějí buď jako toroidy nebo jako jádra C. Navlékají se přímo na přívody nebo jsou opatřena vinutím. Vinutí nebo jádro musí být dostatečně elektricky izolováno. Vinutí musí mít malou vlastní kapacitu.

Tuzemský magnetický materiál s malou remanencí a malým zvětšováním permeability má značku PY65ML. Tento materiál byl vyvinut pro impulsní provoz, např. právě pro tlumivky na ochranu tyristorů. Uplatní se však i pro jádra impulsních transformátorů, pro transformátory ve sdělovací technice s požadavkem malého zkreslení, v měřicí technice a pro transformátory proudu.

Typická hysterezní smyčka, magnetovací křivka a křivka průběhu permeability v závislosti na intenzitě pole jsou na obr. 80. Průběhy byly zjištěny při kmitočtu 50 Hz. Použitelný indukční zdvih pro unipolární impulsy je 0,6 až 1,1 T podle požadavku na linearitu. Ze všech vhodných materiálů naší výroby poskytuje tento materiál největší zdvih indukce pro unipolární impulsy.

Některé další informativní údaje pro pásky o tloušťce 0,05 mm jsou v tab. 25.

Tab. 24. Materiály firmy Vacuumschmelze Hanau, doporučené pro jádra tlumivek k ochraně tyristorů

Provoz	unipolárně				bipolárně			
Značka materiálu	Ultraperm F		Permax F		Ultraperm 10		Permenorum 3601K2, 5000Z	Trafoperm N2
Přibl. chem. složení	Fe, Ni, Cu, Mo (72 až 83 % Ni)		Fe, Ni (54 až 68 % Ni)		Fe, Ni, Cu, Mo (72 až 83 % Ni)		Fe, Ni (35 až 40 % Ni, 45 až 50 % Ni)	Fe, Si (3 % Si)
Tloušťka pásků [mm]	0,1 až 0,003		0,1 až 0,006		0,1 až 0,03		0,3 až 0,015	0,3 až 0,05
Rozměry toroidů [mm] 1)	40 až 100		100 až 450		100 až 450		300 až 650	300 až 1100
Počáteční permeabilita μ_4	200000		10000		150 000		3000	3000
Indukce nasycení [T]	0,8		1,25		0,78		1,3	2,03
	tloušťka pásku [mm]							
Koercivita (50 Hz) [A/cm]	0,05	0,03	0,05	0,006	0,004 (stat.)		0,16	0,04
	0,012	0,02	0,07	0,1	tloušťka pásku [mm]			
Remanence (50 Hz) [T]	0,12	0,2	0,15	0,2	0,05	0,006	1,2	1,2
					0,6	0,6		
Využ. indukční zdvih [μVs]	130	110	220	200	230	240	380	490
Měrný elektrický odpor [Ωmm²/m]	0,55		0,6				0,75	0,45
Tuzemský ekviv.			PY65ML (0,05, 0,1)				PY36, PY50N	Trafoker (0,3)
Proud nasycení [A] 2)	17	9	100	35	8	20	20	50
Tvary	toroidy		toroidy		toroidy		toroidy, jádra C	toroidy, jádra C

1) menší průměr odpovídá menším tloušťkám pásků
2) toroid 45/15/20, jeden závit, impuls 5 μs

1) menší průměr odpovídá menším tloušťkám pásků

2) toroid 45/15/20, jeden závit, impuls 5 μs

Tab. 25. Informativní vlastnosti PY65ML o tloušťce 0,05 mm

Počáteční permeabilita μ_p	4000 až 6000
Rozdíl max. a poč. perm. $[(\mu_m - \mu_p) : \mu_p] \cdot 100$	max. 10 %
Indukce nasycení	1,25 T
Koercivita (statická)	<12 A/m
Koercivita (50 Hz)	<20 A/m
Remanence (statická)	<100 mT
Remanence (50 Hz)	<150 mT
Použit. ind. zdvih $\Delta B = B_m - B_r$	0,6 až 1,1 T
Curieův bod	520 °C
Měrný elektrický odpor	60 μΩcm
„Lineární“ průběh magnetovací křivky	0 až 100 A/m
Hustota	8,5 g/cm ³

Jádra se vyrábějí v toroidech do Ø 75 mm. Nelze vyrábět transformátorové plechy nebo jiné výlisky. Vzhledem k velké permeabilitě je však potřebný počet závitů velmi malý, takže navíjení toroidů není náročné.

Na obr. 81 je zapojení měniče ss/řst, řízeného tyristory. Zapojení obsahuje tlumivku k omezení nárůstu proudu, komutační kondenzátor a rekuperační diodu. Průběhy napětí na tlumivce, proudů tyristorů a indukčního toku tlumivky jsou na obr. 82. Tyristory vedou po určitou dobu i po ukončení řídicího impulsu. Omezení nárůstu proudu až za dobu t_s se dosahuje cívkou L, takže tyristory nezkratují napájecí zdroj. Zpětný zákmit na tlumivce, který je zdrojem zpětných proudů, je omezen rekuperační diodou, která je odvádí na vstup zdroje. Vede-li jeden z tyris-

torů, komutační kondenzátor se „přebije“ na opačné napětí a tím uzavírá tyristor, který má být nevodivý.

Indukčnost tlumivky se určí z

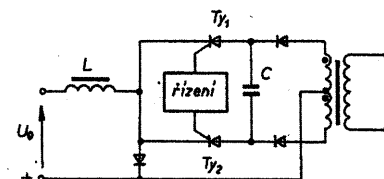
$$L = U_0 t_s / I,$$

kde U_0 je napětí zdroje, I proud tyristoru. Postup její realizace vyplývá ze vztahu

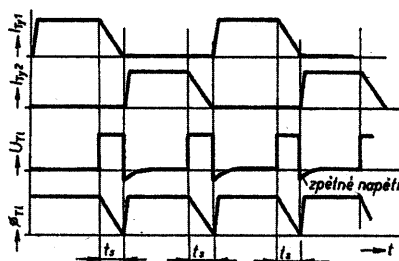
$$L = (\Delta B / \Delta H) (S_j / I_s) N^2,$$

kde ΔB je největší indukční zdvih, který umožňuje zvolené jádro, ΔH je odpovídající zdvih intenzity magnetického pole. Komutační kondenzátor má mít kapacitu

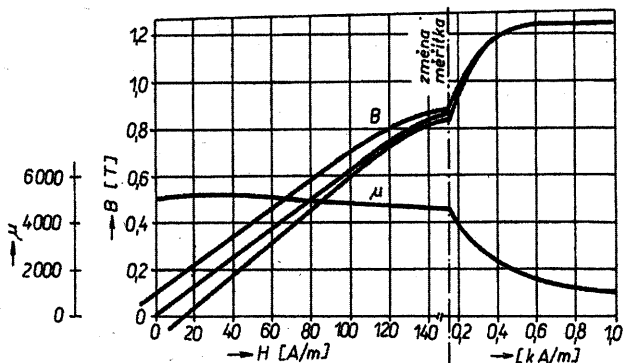
$$C = (2 \text{ až } 5) \cdot (t_s / U_0).$$



Obr. 81. Tlumivka omezující nárůst proudů v zapojení měniče s tyristory



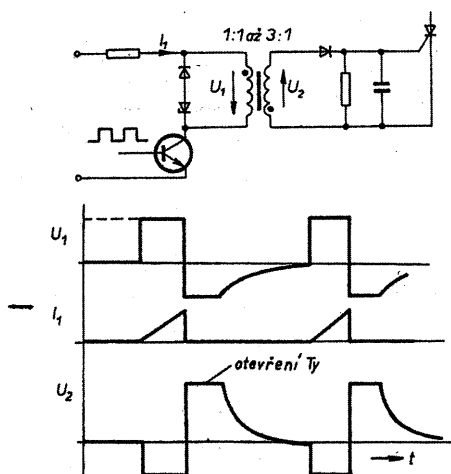
Obr. 82. Průběh proudů tyristory, napětí na tlumivce a indukčního toku tlumivkou (zapojení na obr. 81)



Obr. 80. Některé vlastnosti materiálu PY65ML (toroid, tloušťka pásku 0,05 mm, 50 Hz harm. B)

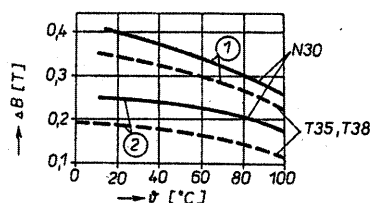
Tlumivky s feritovými jádry se používají ke zmenšení rychlosti nárůstu proudu a ke zmenšení ztrát při přepínání i u tranzistorových obvodů. Rychlost zvětšování proudu se omezuje tlumivkou, umístěnou buď v budícím obvodu nebo přímo ve spínacím obvodu tranzistoru. Proti předchozím materiálům má však uvedený materiál pouze čtvrtinovou konstantu ET.

Napětí pro spolehlivé otevření tyristotů musí mít naběžnou hranu proudem, kratší než 1 μ s, a impuls musí trvat 20 až 50 μ s (podle vlastností tyristoru). Tvar impulsu není důležitý. Temeno se může zmenšovat o 20 až 25 %. Použitelné jsou impulsy pravoúhlé či trojúhelníkovité. Napěťová plocha potřebná pro trojúhelníkovité impulsy je poloviční, zapojení s nimi je proto úsporné. Impulsní transformátor je zatížen nelineárním odporem a navrhuje se na střední hodnotu tohoto odporu. Typické zapojení, které využívá zpětného napětí pro otevření tyristoru, je na obr. 83.



Obr. 83. Impulsní transformátor k otevření tyristoru zpětným napětím

Rychlé změny proudů v tyristorových obvodech jsou zdrojem elektromagnetického rušení, které se šíří po síťovém vedení, nebo je přímo vyzařováno z obvodů. Tlumivky, zařazované do přívodu k tyristorům - jako toroidy, navlečené přímo na tyto přívody - podstatně omezují rušení. Toroidy v této funkci se však nesmí proudem tyristorů magneticky nasytit, což je právě opačný požadavek než v předchozím případě. Vzhledem k širokému kmitočtovému rozsahu, v němž musí být taková tlumivka aktivní, se u nich používají feritová jádra.



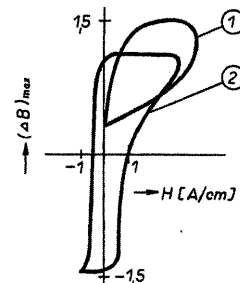
Obr. 84. Přípustný zdvih magnetické indukce pro některé feritové hmoty Siemens pro impulsní transformátory; 1 - bipolární, 2 - unipolární impulsy

Impulsní transformátory

Impulsní transformátory přenášejí obvykle impulsy pravoúhlého tvaru jednosměrné nebo obousměrné polarity. Slouží k přizpůsobení spotřebičů k tranzistorům, elektronkám apod., někde ke galvanickému oddělení částí zařízení, jako např. u spínacích zdrojů nebo ke změně polarity impulsů. Požadavek na přenos nezkraslených impulsů ovlivňuje výběr magnetických materiálů, požadavky na tvar impulsních transformátorů a uspořádání vinutí.

Impulsní transformátory umožňují přenášet impulsy od šířky asi 100 ns. Pro přenos užších impulsů se používají transformátory, založené na vlastnostech vedení. Nejvhodnějším tvarem impulsních transformátorů jsou toroidy z feritů nebo kovových pásků, i když se také používají feritová hrnčíková jádra. Pro přenos malých impulsních výkonů jsou vhodné ferity, pro velké výkony kovové materiály. Pro omezení parazitních vlivů bývá vinutí jednovrstvové, takže jádra vzhledem k vinutí působí obvykle robustně. Kritériem k odvozování rozměrů magnetického obvodu pro transformátory velkých impulsních výkonů je jejich co nejmenší objem a co nejmenší rozptylová indukčnost. Průřez magnetického obvodu bývá čtvercovitý. U skládaných obvodů z plechů nebo feritů se volí jádra, která umožňují dosáhnout velkého poměru šířky vinutí k jeho výšce. Je výhodný poměr větší než 4, který přispívá ke zmenšení činitele rozptylu. Pro přenášení malých a středních impulsních výkonů do asi 1 kW se používají většinou jádra feritová. Pro větší výkony jádra vinutá z kovových materiálů o tloušťce pásku 0,03 a 0,05 mm. Impulsní transformátor např. se šířkou impulsu 5 μ s, s opakovacím kmitočtem 300 Hz a s impulsním výkonem 15 MW má toroidní jádro o rozměrech $S_j = 5 \text{ cm}^2$, $l_s = 45 \text{ cm}$ a je navinuto z kovového materiálu zn. HiperSil je značka amerického magnetického materiálu Fe-Si s magnetickou texturou.) Pro nejmenší výkony se používají výlučně toroidní jádra z feritové hmoty s velkou počáteční permeabilitou - větší než 1000 a malou remanencí. Pro střední výkony (jako např. pro transformátory s jednosměrnými impulsy pro ovládání tyristorů) kovové materiály, hlavně zn. PY65ML a jeho ekvivalenty a takové, u nichž remanence bývá jen 10 až 20 % z magnetické indukce nasycení, a které dosahují velké počáteční permeability.

Pro unipolární impulsy lze maximálně využít změny magnetické indukce $B_s - B_r$ pro bipolární impulsy změny $B_s + B_r$. S feritovými jádry podle teploty jádra to bývá prakticky 100 až 250 mT, popř. 200 až 400 mT (obr. 84), pro jádra z plechů Fe-Si s magnetickou texturou 1,2, popř. 2,5 T. Proto jsou pro velké výkony výhodná jádra



Obr. 85. Hysterezní smyčky pro jádro Fe-Si 0,05 mm. Doba trvání impulsů 5 μ s, $f = 300 \text{ Hz}$ (toroid, mat. HiperSil); 1 - unipolární impulsy, 2 - unipolární impulsy s předmagnetováním jádra

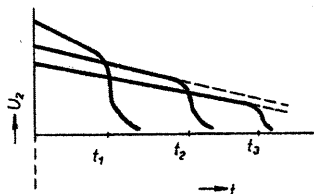
vinutá z pásků. Pro zvětšení změny indukce u impulsních transformátorů s přenosem unipolárních impulsů se používá předmagnetování jádra pomocným vinutím, které je napájeno ze zdroje o velkém vnitřním odporu obvykle přes tlumivku. Předmagnetování působí opačně než magnetování unipolárními impulsy. Probíhaná hysterezní smyčka s předmagnetováním a bez předmagnetování pro unipolární impulsy je na obr. 85.

Tvar hysterezních smyček při napětí pravoúhlého průběhu na vinutí má pro značný podíl ztrát vlivnými proudy u kovových jader značně odlišný tvar od smyček snímaných staticky.

U impulsních transformátorů lze využít převodu až do 1 : 100. Dále je předepsán tvar přenášených impulsů, přípustné zkreslení jejich tvarů, elektrické napětí na vinutích pro volbu izolace a přípustné oteplení. U feritových jader se musí navíc uvažovat přípustné změny magnetické indukce v závislosti na teplotě jádra. Cílem návrhu je vždy určit jádro, jeho materiál a provedení vinutí, počet závitů, průměr vodičů a vzájemné odizolování vinutí.

Napětí na vinutí vyvolá zvětšení indukčního toku. K vytvoření toku je třeba magnetovací proud, který transformátor odeberá ze zdroje. Indukční tok se zvětšuje rychlostí, která odpovídá přiloženému napětí.

Pro napětí s pravoúhlým průběhem na cívce se stálou indukčností je zvětšení indukčního toku lineární funkcí času. Rychlost změny magnetické indukce v jádru je omezena rychlostí dějů pro předmagnetování. Při změně indukčního toku dochází současně k transformačnímu účinku proudu ze zdroje do zátěže a zdroj dodává rovněž proud na krytí ztrát pro předmagnetování. V primárním vinutí se zjistí součet všech těchto tří složek proudu. Bude-li napěťový impuls trvat déle, dosáhne indukční tok nasycení, indukčnost cívky s jádrem se značně zmenší a bude zkreslen tvar přenášených impulsů. Potřebného dalšího zvětšování indukčního toku při nasycení jádra může být dosaženo jen od-



Obr. 86. Zjištění maximální přípustné změny magnetické indukce pravoúhlými impulsy

povídajícím zvětšením magnetovacího proudu.

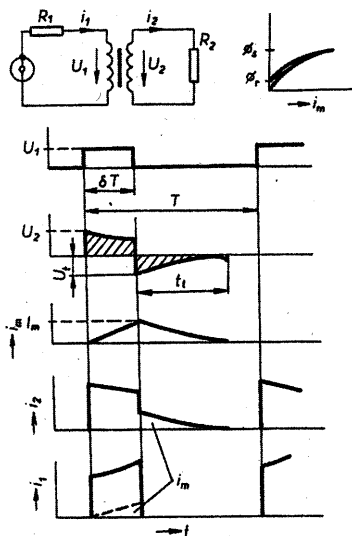
Při dostatečně dlouhém napětovém pravoúhlém impulsu na vinutí s N_2 závitů a s jádrem o průřezu S_j , který je periodicky dodáván zdrojem o nezanedbatelném vnitřním odporu, lze na vinutí pozorovat průběh napětí U_2 , schématicky naznačený na obr. 86, který je od určité doby značně zkreslen, od této doby se začíná nasycovat jádro. Zmenší-li se napětí pravoúhlých impulsů, jádro se bude nasycovat později. Maximální využitelná změna magnetické indukce by se (při zjednodušení) na základě tohoto jevu zjistila výpočtem

$$(\Delta B)_{\max} = U_2 t / N_2 S_j$$

kde t je doba, za níž se napětí na vinutí značně zmenšilo.

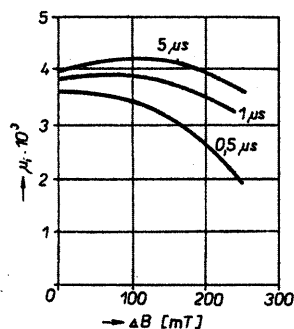
Tento stav, při kterém je jádro nasyceno, je však vzdálen běžné činnosti impulsního transformátoru, u kterého k nasycení jádra nedochází.

Po skončení impulsu se magnetická indukce zmenší na remanenci. Následující napětový impuls způsobí stejnou celkovou změnu magnetické indukce jako impulsy předcházející. Po několika impulsech se magnetické poměry v jádru ustálí (tlustě nakreslené smyčky na obr. 89). K tomuto ustálenému cyklu náleží průběh magnetovacího proudu i_m , který je uveden na obr. 87. S počínající dobou trvání napětového impulsu se magnetovací proud zvětšuje nejprve prudce, pozdě-

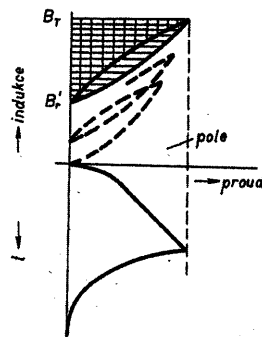


Obr. 87. Schématicky naznačený průběh napětí a proudů na impulsním transformátoru

ji s menší strmostí, která se však s dobou působení impulsu zvětšuje. Skončí-li napětový impuls, magnetovací proud nezaniká okamžitě. Magnetovací proud se z dosaženého maxima zmenšuje tím, že se uzavírá přes obvodové prvky, které mu to umožní. Při zmenšování magnetovacího proudu se zmenšuje indukční tok. Tím je vyvolána změna polarity napětí na vinutí impulsního transformátoru - vzniká překmit napětového impulsu do opačné polarity. Průběh magnetovacího proudu se nejprve strmě zvětšuje a postupně se zvětšuje téměř rovnoměrně. V počátečním strmém zvětšování se magnetické jádro ještě zcela nepodílí na vzniku magnetického toku. Vznikající vířivé proudy u jader z plechů odstíhují jádro tak, že počáteční indukční tok prochází jen povrchem plechů. K jeho vytvoření je třeba mnohem větší magnetovací proud, než pro tutéž změnu toku později. Vratné procesy orientace magnetických domén se počínají uplatňovat u feritů za několik desítek nanosekund, nevratné až za několik set nanosekund. Rychlost změny magnetické indukce pro ferity může být nejvýše 150 až 200 mT/μs. Tento údaj je velmi významný, neboť při změně pomalejší (než je uvedena mez) se uplatní všechny mikromagnetické děje (posuny stěn, přeskoky, stáčení) pro změnu magnetického stavu. Proto je počáteční impulsní permeabilita téměř totožná s počáteční permeabilitou, zjištěnou při harmonickém průběhu pole nebo indukce. Při větších rychlostech změny magnetické indukce je počáteční impulsní permeabilita menší než po-



Obr. 88. Impulsní permeabilita v závislosti na době trvání impulsů. Feritová hmota N30, $\theta = 25^\circ \text{C}$, $f = 10 \text{ kHz}$. Unipolární impulsy



Obr. 89. Magnetovací cyklus

čáteční permeabilita (obr. 88), protože všechny děje pro změnu magnetického stavu se nemohly uplatnit. Přesněji by se měla uvažovat velikost počáteční permeability v remanenci, která se liší od velikost počáteční permeability. Pro technickou praxi není však tato odchylka u feritů významná.

Vodorovně šrafovaná plocha na obr. 89 značí energii, kterou dodal zdroj na krytí ztrát a na vytvoření magnetického pole v jednom magnetovacím cyklu. Po skončení napětového impulsu se část energie ve formě elektrické energie vrací, je-li to obvodově možné, zpět do zdroje - svisle šrafovaná plocha. Zbytek energie (plocha magnetovací smyčky) kryje ztrátu v jádře.

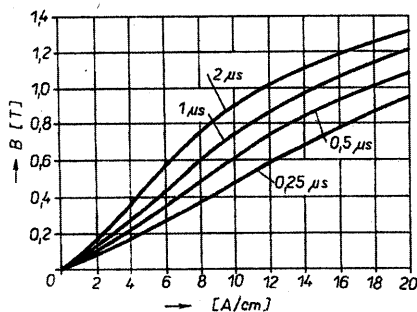
Protože magnetická energie obsažená v indukčnosti vinutí transformátoru podle Lenzova zákona udržuje původní směr magnetovacího proudu i po zániku budících napětových impulsů, uzavírá se magnetovací proud po skončení napětového impulsu přes zatěžovací odpor a vnitřní odpor zdroje. Zanikající magnetovací proud se projeví překmitem napětí do opačné polarity. Další unipolární impuls v nezměněném tvaru se může přenášet, až když bude magnetovací proud velmi malý. Nedojde-li k tomu, bude se pracovní bod jádra posouvat k nasycení a změni se tvar přenášeného impulsu. Tento jev nastane, bude-li se zkracovat doba periody při zachování šířky impulsu. Výstupní napětí se bude zmenšovat. Bude se zmenšovat i překmit, neboť obě napětové plochy musí být stejné (transformátor nepřenáší stejnosměrný proud). Pracovní bod se tím může postupně přesunovat k nasycení jádra a transformátor nebude schopný přinášet impulsy vůbec. Potřebná změna indukčního toku pro periodické napětové impulsy v ustáleném stavu nebude k dispozici.

Pro magnetické materiály s impulsním magnetováním je definována impulsní permeabilita

$$\mu_i = \Delta B / \mu_0 \Delta H$$

Impulsní permeabilita je definována jako poměr maximální změny magnetické indukce a k ní náležející změny intenzity magnetického pole při definovaném časovém průběhu magnetické indukce (nebo časově definovaném průběhu napětí). Pro malé změny magnetické indukce (jednotky mT) se definuje impulsní permeabilita počáteční.

Impulsní permeabilita u magnetických kovových látek je značně závislá na šířce impulsu, jeho amplitudě, jeho průběhu a na tloušťce plechu, z něhož je jádro impulsního transformátoru sestaveno. Impulsní permeabilita není materiálovou konstantou, ale konstantou, vztaženou k určité tloušťce plechu, popřípadě k určitému jádru a době trvání impulsu a jeho amplitudě. Plechy větší tloušťky mají impulsní permeabilitu menší, závislost je způsobena vířivými proudy. Zmenše-



Obr. 90. Magnetovací křivky pro různé šířky impulsů. Materiál Fe-Si s magnetickou texturou (tloušťka 0,05 mm)

ním tloušťky plechů se zvětší impulsní permeabilita. Pro křemíkovou ocel značky Silectron (výrobek anglické firmy, náš materiál, přibližně ekvivalentních vlastností, je materiál zn. Ortoperm), lze impulsní permeabilitu pro různé šířky unipolárního impulsu pravoúhlého průběhu zjistit z obr. 90, kde ke změřeným změnám magnetické indukce je uvedena odpovídající vrcholová intenzita magnetického pole. Porovná-li se impulsní permeability feritů z katalogů výrobců feritových hmot, pozná se, že pro impulsy delší než $5 \mu s$ a malé změny indukce je možné údaje ztotožnit s počáteční permeabilitou těchto hmot. Teprve pro impulsy kratší než $1 \mu s$ lze zjistit měřitelné odchylky. Nejsou-li u kovových jader dosažitelné údaje impulsní permeability pro určitý magnetický materiál, jeho tloušťku, dobu trvání impulsu a změnu indukce, je třeba pro návrh impulsního transformátoru údaje zjistit měření: impulsní permeabilita se od počáteční permeability značně liší. Vlastnosti související s mikromagnetickými vlastnostmi - doménovou strukturou - jsou překrývány silným vlivem vířivých proudů. Jsou závislé na změně indukce, šířce impulsu a odchylky jsou tím výraznější, čím je počáteční permeabilita větší.

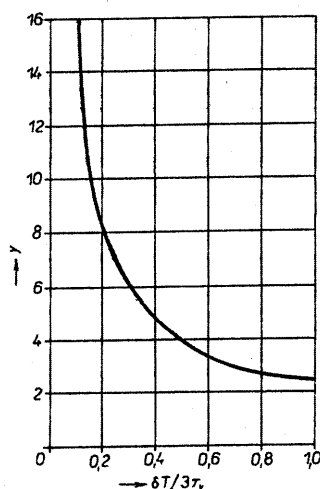
Požadavek přenosu velkých výkonů vede k využívání co největší změny magnetické indukce. Od určité změny magnetické indukce se však impulsní permeabilita zmenšuje, neboť dalšího růstu magnetické indukce se dosahuje neúměrným zvětšením intenzity magnetického pole. Proto se někdy při velkých rozkmitech magnetické indukce zavádí do magnetického obvodu mezera, která zmenší jeho remanenci, zvětší však indukční zdvih. Zmenší se však i impulsní permeabilita. Při vhodné velikosti mezery lze najít kompromis.

Vlivem vířivých proudů u kovových magnetických jader se magnetická indukce nepřizpůsobí intenzitě magnetického pole, která by odpovídala ustálenému stavu. Vířivé proudy, které jsou způsobeny změnou magnetické indukce, tuto změnu zpomalují. Postupně, jak magnetická indukce proniká z povrchu plechu směrem dovnitř, zvětšuje se jeho permeabilita. To je jednou z příčin toho, že se pře-

chod náběžné hrany impulsu do jeho temene projeví aperiodickým překmitem. Čím menší vliv mají vířivé proudy, tím menší je tento překmit. Vlivem magnetického povrchového jevu (tím, že indukční tok je vytlačován směrem k povrchu plechu) může dojít k přesycení povrchových vrstev plechu. S přesycením se zvětší rozptýl indukčního toku i magnetovací proud. Vzhledem ke střední hodnotě indukce B , která se uvažuje, je v povrchových vrstvách plechu indukce větší, B_m a závisí jednak na době trvání T impulsu a jednak na časové konstantě τ_v vířivých proudů

$$\tau_v = 0,2(\mu_0 d^2 / 1000 \rho).$$

Převýšení magnetické indukce ($y = B_m/B$) v povrchových vrstvách vzhledem ke střední hodnotě indukce B je pro různé poměry $\delta T / 3\tau_v$ znázorněno na obr. 91. Při návrhu magnetického obvodu impulsních transformátorů s jádry z plechu je nutné kontrolovat, aby magnetická indukce B_m nedosáhla nasycení použitého materiálu.

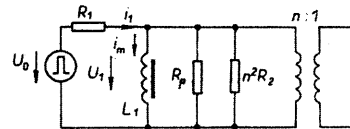


Obr. 91. K magnetickému povrchovému jevu

Popis vlastností impulsních transformátorů a jejich souvislost s magnetickými materiály se týká přenosu temene impulsu, náběžné hrany impulsu (čela), doběžné hrany impulsu (týlu), zpětného překmitu a maximálního opakovacího kmitočtu. Popis vychází z náhradního schématu impulsního transformátoru a z vlastností magnetických materiálů.

Náhradní schéma impulsního transformátoru se neliší od náhradního schématu sdělovacího transformátoru. Od sdělovacích transformátorů se však impulsní transformátor značně liší provedením, návrhem, hlavně však pracovním rozkmitem magnetické indukce.

Odmyslíme-li si zatím děje při připojování a odpojování napětí od zatíženého transformátoru, tj. neuvažují-li se zatím vlivy, které sice neovlivňují dobu čela i dobu týlu, ale ovlivňují průběh temene impulsu, mohou se z náhradního schématu vyloučit rozptýlová indukčnost a kapacita vinutí.



Obr. 92. Náhradní schéma impulsního transformátoru pro průběh temene impulsu



Obr. 93. Z oscilogramu průběhu magnetovacího proudu lze určit ztrátový odpor R_p

Potom se obdrží náhradní schéma podle obr. 92. Schéma předpokládá, že odpor R_p , zahrnující ztráty v jádru, je stálý a že jsme schopni určit magnetovací proud. Při přesném rozboru impulsních transformátorů větších výkonů by se náhradní odpor R_p mohl určit zjištěním ztrátového výkonu P_v nezátíženého transformátoru kalorimetrem z napětí na vinutí U a plnění impulsu δ (činitele využití)

$$R_p = U^2 \delta / P_v.$$

Ztrátový proud je možné také přibližně zjistit osciloskopem (obr. 93) ze změřeného proudu naprázdno. Při praktické úvaze se však neuvažuje odpor R_p a celý proud naprázdno nezátíženého impulsního transformátoru se pokládá za magnetovací proud i_m , který vytváří indukční tok v jádru.

Při indukčnosti nezávislé na magnetovacím proudem a periodicky působících pravoúhlých impulsech o amplitudě U_0 s periodou T a dobou trvání δT je výstupní napětí v době trvání impulsu a po jeho ukončení

$$U_2 = U_0 (R/nR_1) [(1 - e^{-T(1-\delta)/\tau}) / (1 - e^{-T/\tau})] e^{-t/\tau},$$

$$= -U_0 (R/nR_1) [(e^{\delta T/\tau} - 1) / (1 - e^{-T/\tau})] (e^{-t/\tau}),$$

kde $1/R = (1/R_1) + (1/R_p) + (1/n^2 R_2)$,
 $\tau = L_1/R$.

V obou případech se napětí zmenšuje exponenciálně. Časová konstanta v době trvání impulsu a v době mezery nemusí být táž, neboť v době mezery je obvykle obvod zdroje od transformátoru oddělen ($R_1 \rightarrow \infty$). Pro $T \ll \tau$ je výraz v hranatých závorkách roven přibližně 1. V tomto případě průběhy jednorázového i periodického děje jsou si velmi blízké.

Exponenciála $e^{-t/\tau}$ se může nahradit přibližným výrazem

$$1 - (t/\tau).$$

Použitím obou přibližných výrazů je výstupní napětí v době trvání impulsu přibližně

$$u_2 = U_0 (R/nR_1) (1 - t/\tau).$$

Připustí-li se např., aby po době $t = \delta T$ se napětí temene zmenšilo o max. p [%], tj.

$$p/100 = (U_{20} - U_{2\delta T})/U_0(R/nR_1),$$

$$p/100 = \delta T(R/L_1),$$

je primární indukčnost vinutí transformátoru

$$L_1 \geq 100\delta TR/p.$$

Protože (pro magneticky homogenní obvod)

$$L_1 = \mu_0 \mu_1 N^2 (S/l_s)$$

vychází maximální počet primárních závitů

$$N_1 = \sqrt{(100\delta TR l_s)/(p \mu_0 \mu_1 S)}.$$

Pokud časová změna magnetické indukce u feritových jader nepřekročí 150 až 200 mT/μs, potom lze uvažovat, že $\mu_1 = \mu_p$ a

$$\mu_0 \mu_1 (S/l_s) = A_L,$$

kde A_L je konstanta, obvykle udávaná pro jádra cívek a sdělovacích transformátorů. Výraz pro výpočet primárních závitů se tím zjednoduší. Pro konstantu A_L v [H/závit²] je

$$N_1 = \sqrt{(100\delta TR)/(p A_L)} \cdot 10^3$$

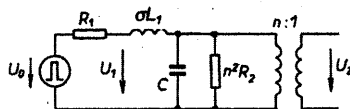
Indukčnost by se neměla zvětšovat nad velikost, kterou připouští dovolené zmenšení temene impulsů. S její velikostí přímo souvisí rozptylová indukčnost a vlastní kapacita vinutí, které ovlivňují čelo impulsu. Počet závitů není však určen jen požadavkem na indukčnost primárního vinutí. Musí se kontrolovat, není-li překročena přípustná změna magnetické indukce. Z indukčního zákona pro pravoúhlé napěťové impulsy (pro schéma z obr. 92) vyplývá, že

$$U_1 \delta T = N_1 \Delta \Phi = N_1 S_1 \Delta B,$$

tedy

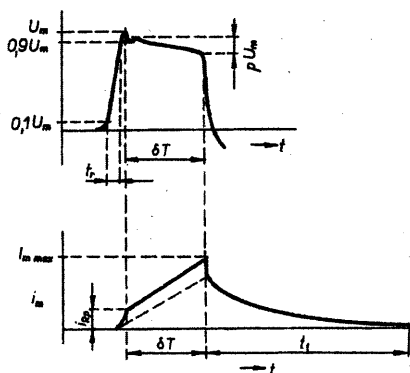
$$N_1 \geq (U_1 \delta T)/(S_1 \Delta B) = (n R_2 l_2 \delta T)/(S_1 \Delta B)$$

Náhradní schéma pro popis čela impulsu je na obr. 94. C je výsledná kapacita primárního vinutí transformátoru a k ni přetransformovaná parazitní kapacita zátěže a vedení. Má-li impulsní transformátor věrně přenést impulsy, musí být zapojen mezi malé



Obr. 94. Náhradní schéma impulsního transformátoru pro přenos čela impulsu

odpory - do desítek Ω. Takovou činnost postihuje schéma, které umožní vyniknout sériové rezonanci, která je tvořena rozptylovou indukčností a kapacitou vinutí. Skutečné průběhy přenosových vlastností impulsních transformátorů jsou podstatně složitější a mají opakující se antirezonance a rezonance. Průběh odpovídá tomu, jako by rozptylová indukčnost i celková kapacita byly složeny z antirezonančních sériově zapojených obvodů. Uvedené schéma však dobře popi-



Obr. 95. Některé definiční body na průběhu transformovaného napěťového impulsu a magnetovacího proudu

suje přenosové vlastnosti do prvního rezonančního kmitočtu.

Transformovaný impuls z impulsního zdroje s impulsy s pravoúhlým průběhem je na obr. 95 spolu s některými definičními body.

Popis průběhu čela pravoúhlých impulsů přenášených impulsními transformátory souvisí s přesností odhadu, výpočtu, či změření rozptylové indukčnosti a celkové kapacity vinutí. Rozptylová indukčnost se zjistí měřením na primárních svorkách impulsního transformátoru při sekundárních svorkách nakrátko. Kapacita vinutí se může zjistit buď z vlastní rezonance primárního vinutí nezátíženého transformátoru, lze-li předpokládat indukčnost vinutí L_1 v širokém rozsahu kmitočtově nezávislou. Pro transformátory s feritovými jádry je tento předpoklad možný. Větší chyba může vzniknout vlivem závislosti indukčnosti cívek s feritovými jádry na magnetické indukci, tj. na napětí, při němž se měří. Indukčnost vinutí, která byla zjištěna měřením při malém napětí - malé indukci - může být až několikanásobě menší. Odchylka v účincích celkové kapacity vzhledem ke zjištěné může být způsobena i neuvažováním kapacity, která souvisí se zatěžovacím odporem R_2 a příklady k němu. Kapacita vinutí se může určit i ze změřeného kmitočtu sériové rezonance.

Impulsní transformátor je zatížen uvažovaným odporem společně s jeho příklady. Paralelní zapojení celkové kapacity C a přetransformovaného zatěžovacího odporu na primární stranu se přepočítá na sériové. To se skládá z reaktanční složky X_C

$$X_C = (1/\omega C)[(\omega^2 C^2 R_{12}^2)/(1 + \omega^2 C^2 R_{12}^2)]$$

a odporu

$$R = R_{12}/(1 + \omega^2 C^2 R_{12}^2).$$

Pro sériovou rezonanci se musí rovnat

$$X_L = X_C, \text{ kde } X_L = j\omega L_s.$$

Rezonanční kmitočet, zjištěný měřením na vstupních svorkách transformátoru, vznikne při

$$\omega_0^2 = [C - (L_s/R_{12}^2)]/L_s C^2$$

a odtud kapacita vinutí

$$C = [1 + \sqrt{1 - 4\omega_0^2(L_s^2/R_{12}^2)}]/2\omega_0^2 L_s.$$

Přitom, aby se rezonance projevila, musí

$$2\omega_0(L_s/R_{12}) < 1.$$

Není-li rezonance měřitelná, je rozptylová indukčnost velká. Aby se projevila, je třeba buď zmenšit rozptylovou indukčnost nebo naopak zvětšit zatěžovací odpor. Při splnění předchozí podmínky je přibližně

$$\omega_0 \sim 1/\sqrt{L_s C}.$$

Při spojení obou podmínek, daných posledně uvedenými vztahy, se získá orientační vztah

$$\sqrt{L_s/C} \sim 1/2 \cdot R_{12}.$$

Je-li tento vztah splněn, je to předpoklad dobrých přenosových vlastností pro náběžnou hranu impulsů. Je to podmínka pro hranici aperiodicity. Je-li pravá strana vztahu větší, projeví se zakmitávání na čelu impulsu. Uspokojivý průběh lze ještě očekávat při

$$\sqrt{L_s/C} = R_{12}.$$

Pro tento případ je délka čela

$$t_r \sim 3 \cdot \sqrt{L_s C} [n^2 R_2 / (R_1 + n^2 R_2)].$$

Pro $\sqrt{L_s/C} < R_{12}/2$ se doba náběžné hrany zkracuje, vznikají však tlumené periodické základy, které přecházejí do temene impulsu.

Naproti tomu při obrácené nerovnosti se sériová rezonance nezjistí. Průběh čela je příliš tlumený, takže se jeho zvětšování zpomaluje. Při převládajícím vlivu kapacity je

$$t_r \sim 2C(R_1 + R_{12})$$

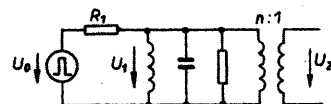
a při převládajícím vlivu rozptylové indukčnosti je

$$t_r \sim 2L_s/(R_1 + R_{12}).$$

Při znalosti přesného náhradního schématu impulsních transformátorů a schopnosti určovat jeho prvky je možné využít teorie čela přenášeného impulsu jako použitelnou cestu k jeho dokonalějšímu návrhu [6].

Průběh tílu je závislý na indukčnosti vinutí impulsních transformátorů, na celkové kapacitě vinutí a na odporech, které zatěžují transformátor v době $T - \delta T$ (obr. 96). Po ukončení napěťového impulsu se na vinutí změní napětí na opačné. Napětí překmitává do opačné polaritě o amplitudě U_1 . Magnetovací proud se uzavírá přes odpor R_2 , který transformátor zatěžuje, a přes ztrátový odpor R_p a zmenšuje se na nulu. Změna napětí na vinutí způsobuje vybití napětí na celkové kapacitě, tím se zmenší magnetovací proud. Celková kapacita se znovu nabíjí na napětí souhlasné s napětím na vinutí. Jsou-li ztráty malé a zatěžovací odpor velký, může se vyměňovat energie mezi indukčností L_1 a celkovou kapacitou C . Na tílu impulsu se může objevit i několik tlumených kmitů. Zmenšením zatěžovacího odporu se tento nedostatek omezí.

Z průběhu paralelních složek komplexní permeability feritů byl odvozen přibližný vztah, vyhovující pro technickou praxi, a to



Obr. 96. Náhradní schéma impulsního transformátoru pro tíl impulsu

$$R_p = 2\pi f_h L_1$$

i pro impulsně magnetované jádro, přestože hraniční kmitočet f_h byl zjištěn pro harmonický průběh magnetování. Přibližná velikost hraničního kmitočtu bude uvedena v kapitole Ztráty v jádru.

Odtud potom

$$R_p \sim L_1(50/\mu) \text{ [k}\Omega, \mu\text{H]}.$$

Většinou však lze $1/R_p$ vzhledem k $1/R_1$ a $1/n^2 R_2$ zanedbat, nepřesahuje-li opakovací kmitočet impulsů hraniční kmitočet materiálu jádra.

S výběrem magnetických vlastností jader souvisí problém, jak může být zvyšován kmitočet impulsů, aby transformátor impulsy ještě dobře přenášel. Přípustný nejvyšší kmitočet vyplývá z přípustného vlivu ztrát, z přípustné velikosti překmitu a z časové konstanty, která omezuje zánik magnetovacího proudu.

Při $t = \delta T$ dosáhl magnetovací proud i_m maxima

$$i_m = n U_2 \delta T / L_1.$$

Nebude-li se uvažovat vliv celkové kapacity, bude proud zanikat podle

$$i_m = i_m(1 - e^{-(t-\delta T)/\tau}),$$

kde $t = L_1/R_{12}$;

R_{12} je paralelní kombinace odporů R_{12} a R_p .

Vrcholová hodnota překmitu U_1 je určena amplitudou proudu i_m a odporem R_{12} , přes který se může magnetovací proud uzavírat

$$n U_1 = U_2 \delta T R_{12} L_1.$$

Překmit bude tím větší, čím menší bude časová konstanta τ . Magnetovací proud zanikne za dobu delší než 4τ . Nejvyšší opakovací kmitočet f_{\max} může proto být

$$f_{\max} \sim 1/[(4L_1/R_{12}) + (\delta T)].$$

Z rovnosti vyřaďovaných ploch na obr. 87 pro napětí U_2 vyplývá, nahradí-li se plochy obdélníkem a trojúhelníkem, že

$$U_1 \delta T = n U_2 t_1 / 2$$

kde t_1 je doba zániku magnetovacího proudu

$$t_1 = 2 U_1 \delta T / n U_2$$

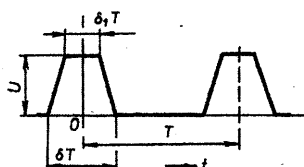
a odtud rovněž, že

$$f_{\max} \sim 1/\delta T + t_1.$$

Zkracováním doby, po níž zaniká magnetovací proud, tj. zkracováním časové konstanty τ , se zvětšuje zpětné napětí, které může ohrozit polovodičové součástky v obvodu impulsního transformátoru.

Požadavky na materiály jádra

Přenos ideálně pravoúhlých impulsů transformátorem není možný. Přenesený impuls lze však aproximovat rovnoramenným lichoběžníkem s tvarem podle obr. 97. Fourierova řada



Obr. 97. Lichoběžníkový tvar impulsů

periodicky se opakujících takových napěťových impulsů obsahuje sudé i liché harmonické kmitočty $f(\omega) = A_0 + C_1 \cos \omega t + C_2 \cos 2\omega t + \dots$ kde úhlový kmitočet $\omega = 2\pi/T$. Člen A_0 je stejnosměrné napětí, které však transformátorem přeneseno není. Amplituda signálu n tého harmonického kmitočtu $n\omega$ je

$$C_n = 4U/(\delta + \delta_1)\pi^2 n^2.$$

$$| \sin n\pi(\delta + \delta_1)/2 | \cdot | \sin n\pi(\delta - \delta_1)/2 |$$

Obvykle se požaduje, aby bez útlumového zkreslení byla ještě přenesena ta harmonická, jejíž amplituda dosahuje 0,1 amplitudy impulsu, tj.

$$C_n/U < 0,1.$$

Takto omezené kmitočtové spektrum (proti spektru úplnému) přenáší kolem 95 % energie. Přesný údaj je závislý na plnění impulsu. Volba vhodného materiálu jádra souvisí právě s požadavkem účinného přenosu takto omezeného spektra. V rozsahu period do desítek μ s jsou proto vyhovující n f feritové hmoty s permeabilitou do 1000.

Limitním přechodem pro $\delta_1 \rightarrow \delta$ přecházejí lichoběžníkové impulsy na pravoúhlé, u nichž

$$C_n = 2/n\pi \cdot \sin(n\pi\delta).$$

Proti předchozímu tvaru impulsu a při stejném omezení spektra je spektrum π krát širší a vhodné feritové jádro by muselo být z feritových hmot.

Základní harmonická a n tá harmonická podle rovnice pro C_n musí být transformátorem přenášeny s malým fázovým zkreslením.

Z dosavadního rozboru vyplývají tyto požadavky na materiál jádra a jeho tvar:

a) Velká impulsní (počáteční) permeabilita - umožní dosáhnout na jádru malých rozměrů žádané indukčnosti, nebo téže indukčnosti dosáhnout s malým počtem závitů na zvoleném jádru tak, aby kapacita vinutí a rozptylová indukčnost byla malá. Impulsní transformátory mají proto obvykle velký poměr objemu jádra k objemu vinutí. Proto mají i velký magnetovací proud, který tvoří nezanedbatelnou složku proudu v primárním vinutí.

b) Velká indukce nasycení a malá remanence - předpoklad pro transformátory unipolárních impulsů s velkými impulsními výkony.

c) Malé ztráty vířivými proudy (tenké plechy, velký specifický odpor) - přibližují impulsní permeabilitu počáteční permeabilitě, zjištěné při nízkých kmitočtech.

d) Malé hysterezní ztráty - malé ztráty v jádru.

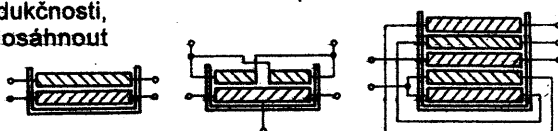
e) Jádra jsou převážně toroidy. Pro malé výkony feritové, pro větší výkony vinuté, nebo výseky s velkým poměrem výšky okénka pro vinutí k jeho šířce (3 až 4:1), aby se dosáhlo malé rozptylové indukčnosti.

Pro impulsní transformátory jsou vhodné plechy s tloušťkou menší než 0,1 mm. Při malých rozkmitech magnetické indukce jsou vhodné materiály

s velkou počáteční permeabilitou (PY 65 ML, PY 76 Cu) a ferity. Pro transformátory velkých výkonů se osvědčuje transformátorová ocel s magnetickou texturou. Tyto materiály se používají ve tvaru jader C a toroidů. Ke zmenšení remanence při přenosu unipolárních impulsů s velkým zdvihem magnetické indukce se do magnetického obvodu zavádí mezeira o relativní délce přibližně $1 \cdot 10^{-3}$ mm, jejíž přesná velikost se zjistí měřením na vzorku.

Vinutí impulsních transformátorů

Náročné impulsní transformátory mají obvykle velký průřez jádra a jednovrstvové vinutí. Má-li se dosáhnout většího převodu, vine se vinutí s menším počtem závitů paralelními dráty tak, aby bylo od čela cívkového tělíska k čelu bez mezer mezi závitů (nebo u toroidu po celém jeho obvodu). Není-li nutné, aby bylo vinutí v jedné vrstvě, např. pro menší nároky na transformátor, vinutí je v několika vrstvách. Vrstvy se vzájemně prokládají. Pro zmenšení činitele rozptylu se používá vinutí podle obr. 98. Pro impulsní transformátory jádrového provedení se používají jádra C nebo jádra skládaná z plechů tvaru U. Vinutí na těchto jádrech pro dvojčinné zapojení je nejlépe zapojit tak, že se primární vinutí (vinutí mezi kolektory) navine pro každý kolektor na jednom sloupcu jádra jako první a obě se zapojí do série. Sekundární vinutí se rozloží na oba sloupky a zapojí se paralelně. Pro jednočinné zapojení se primární i sekundární vinutí, která jsou rozložena na obou sloupcích jádra, zapojují buď do série nebo paralelně.



Obr. 98. Některé druhy vinutí impulsních transformátorů

Pro vinutí neimpregnovaných transformátorů se jako prokládavá izolace používá polystyrénová fólie (elektrická pevnost 300 kV/cm, $\epsilon = 2$). Ke zvětšení elektrické pevnosti se vinutí transformátorů impregnují nebo se celé transformátory zalévají epoxidovými pryskyřicemi. Jako prokládavý izolační materiál se pro impregnované transformátory používají olejované papíry (elektrická pevnost 160 kV/cm, $\epsilon = 2,5$). Zhotovení vinutí ze zkroucených vodičů sice podstatně zmenší rozptylovou indukčnost, zvětší však celkovou kapacitu vinutí. Vzájemná elektrická izolační pevnost vinutí se zmenší.

Postup při návrhu impulsního transformátoru

Navrhnout vzorek impulsního transformátoru, který má přenášet uni-

polární impulsy o amplitudě $I_2 = 0,4$ A s dobou trvání $\delta T = 4$ μ s s přípustným zmenšením temene o $p = 5$ %. Střední velikost odporu R_2 je v době trvání impulsu 50 Ω , mimo trvání impulsu několik k Ω . Vnitřní odpor zdroje impulsů je 200 Ω . Opakovací kmitočet impulsů je 100 kHz. Maximální teplota jádra se připoustí 70 °C.

Napěťový převod impulsního transformátoru $n = \sqrt{200/50} = 2$. Odpor R , z něhož se určí indukčnost primárního vinutí L_1 při přípustném zmenšení temene impulsu (při neuvažování ztrát) je $1/R = 1/R_1 + (1/n^2 R_2)$, odtud $R = 100$ Ω .

$L_1 \geq 100 \delta T R / p = 100 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 100 / 5 = 8$ mH.

Při $I_2 = 0,4$ A a $n^2 R_2 = 200$ Ω je $U_1 = 40$ V. Napěťová plocha $U_1 \delta T = 40 \cdot 4 \cdot 10^{-6} = 160$ V μ s = $N_1 S_1 \Delta B$. Pro jádro se volí feritový toroid z hmoty H20. S ohledem na teplotu jádra se může volit jen $\Delta B = B_s - B_r = 0,15$ T. Součin $N_1 S_1 = 160 \cdot 10^{-6} / \Delta B = 160 \cdot 10^{-6} / 0,15 = 1 \cdot 10^{-3}$. Odtud $N_1 = 1 \cdot 10^{-3} / S_1$ (1).

Indukčnost cívky s toroidním jádrem je $L_1 = \mu_0 \mu_r N_1^2 (S_1 / l_s)$. Odtud

$$N_1 = \sqrt{L_1 l_s / \mu_0 \mu_r S_1} \quad (2).$$

S ohledem na šířku impulsu se při návrhu vzorku impulsního transformátoru předpokládá, že se impulsní permeabilita μ_i v remanenci rovná jmenovité počáteční permeabilitě (její skutečná velikost může být menší, až poloviční). Nejprve se hledají rozměry jádra, které splňují rovnice (1), (2), tak, aby počet závitů vycházel přibližně stejný. Pro ověření vzorku se použije větší počet závitů, než jaký vychází z rovnic (1), (2). Jako vyhovující se jeví toroid 10/6x4 mm (vnější \varnothing , vnitřní \varnothing , výška) s $l_s = 24$ mm, $S_1 = 8$ mm² a s $V_1 = 190$ mm³. Podle rov. (1) je $N_1 = 1 \cdot 10^{-3} / 8 \cdot 10^{-6} = 133$ závitů, podle rov. (2) $N_1 = \sqrt{8 \cdot 10^{-3} \cdot 24 \cdot 10^{-3} / 1,2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 100$ závitů.

Volí se $N_1 = 130$ závitů, $N_2 = 65$ závitů.

Dosazením za N_1 z rov. (1) do rov. (2) lze získat objem jádra V_1 . Tento údaj může orientačně vymezit výběr jádra:

$$\begin{aligned} V_1 &= \mu_0 \mu_r \cdot 1 \cdot 10^{-6} / L_1 = \\ &= 1,2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} / 8 \cdot 10^{-3} = \\ &= 343 \text{ mm}^3. \end{aligned}$$

Protože v době mimo impulsu nebude transformátor zatížen, musí se zanikající magnetovací proud uzavírat obvodem ze sériového zapojení rezistoru R_3 a diody, které jsou připojeny na sekundární vinutí. Z rovnice

$$f_{\max} = 1 / [4(L_1 / n^2 R_3)]$$

je

$$R_3 = 4 \cdot 8 \cdot 10^{-3} \cdot 10^5 / 4 = 820 \Omega.$$

Dále se určí způsob izolování jádra, průměry vodičů a izolace mezi vinutími. Proměřením vzorku se zpřesní údaje pro výrobu transformátoru s konečnými vlastnostmi. Uvažují se tolerance.

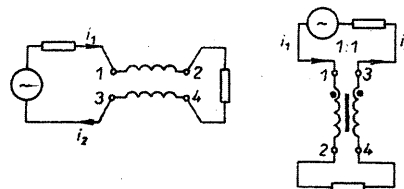
Vedení jako vinutí transformátorů

Širokopásmové transformátory, které využívají vinutí jako vedení, se nazývají také linkové transformátory a používají se v měřicí technice, v radio-technice pro stavbu zesilovačů, pro vysílače malých výkonů, pro rezonanční měniče, např. jako vazební součástky pro vstupy a výstupy zesilovačů, transformátory impedance antén, sdružovače výkonů, symetrizační transformátory pro vstupní díly zesilovačů a přijímačů VKV a transformátory pro změnu fáze napětí. Do této skupiny náleží rozšířený transformátor, pojmenovaný balun (z angličtiny - balanced unbalanced). (Označovat tyto transformátory jako linkové není úplně přesné, neboť mnohem dříve byly jako linkové transformátory - translátory - označovány nf sdělovací transformátory, zařazené do telefonních vedení.) V číslicové technice se tyto transformátory používají jako impulsové v nanosekundové oblasti. Tato aplikace je umožněna jejich širokopásmovými vlastnostmi. Poměr horního a dolního přenášeného kmitočtu dosahuje až 20 000. Kmitočtový rozsah použití je od 10 kHz do 1000 MHz. Útlum nepřevyšuje 0,2 dB. Nevýhodou je malý využitelný transformační poměr, který může být vyjádřen jen celým číslem. Obvykle se používá $n:1$, kde $n = 1, 2$ a 3 . Kaskádním řazením těchto transformátorů lze získat i $n = 4$. Větší transformační poměr je však na úkor přenášené šířky kmitočtového pásma. Hlavním omezením jejich použití je úzký rozsah charakteristických impedancí používaných vedení a vř linek (10 až 300 Ω). Jsou proto významné takové technologické postupy jejich výroby, které umožňují zhotovit vedení o potřebné charakteristické impedanci, aby se dosáhlo co nejlepšího přizpůsobení. Teoretický rozbor i výsledky měření omezují používanou délku vedení pro linkové transformátory na 1/6 vlnové délky nejvyššího přenášeného kmitočtu. To je však také taková délka, při níž lze děje na vedení pokládat téměř za kvazistacionární. Jádrem jsou obvykle toroidy malých průměrů, ~10 mm, nebo

Tab. 25. Přibližné rozměry používaných dvouděrových jader a rozsah permeabilit jejich feritových hmot

h	b	a	d
[mm]			
15	15	6	4
8	15	6	3
6	8	3	0,5
3	7	2	1

μ_p	Rozsah [MHz]
10 až 20 - N01, U17	0,01 až 500
80 až 100 - N2, K1, 4B1, 4A11	0,01 až 250



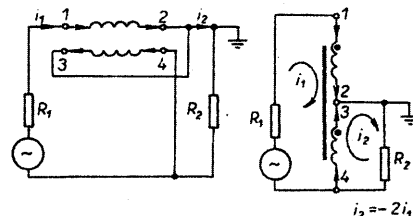
Obr. 99. Porovnání linkového transformátoru s transformátorem (1, 3 - začátky vinutí, 2, 4 - konce vinutí, $i_1 = -i_2$)

dvouděrová jádra, označovaná jako jádra pro elevátory, pro výkonové účely jádra U malých rozměrů. Vhodné feritové hmoty jsou vř s co největší permeabilitou a hraničním kmitočtem v oblasti desítek až stovek MHz. Rozměry používaných jader a feritových hmot jsou v tab. 25.

Proudy, které vstupují do dvoudřatového vedení a z něho vystupují (obr. 99) mají stejnou amplitudu s opačnou fází. V tomto ohledu situace je shodná s transformátorem s převodem 1:1.

Započítat rozptylovou indukčnost a kapacitu vinutí, uváděné jako soustředěné prvky v náhradním schématu transformátoru, do prvků rozptýlených ve vedení, je logickým příznivým důsledkem myšlenky využít vedení jako vinutí transformátoru a tím využít toho, že soustředěná rozptylová indukčnost a kapacita vinutí nebude omezovat horní kmitočty, přenášené transformátorem.

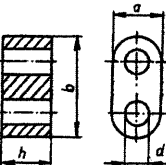
Symetrický výstup 300 Ω složeného dipólu antény televizního přijímače se přizpůsobuje k nesymetrickému vstupu 75 Ω televizního přijímače linkovým transformátorem (obr. 100. Na obr. je i přizpůsobení autotransformátorem).

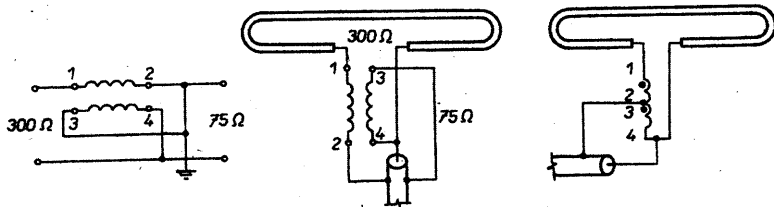


Obr. 100. Linkový transformátor s napěťovým převodem 2:1 a jeho náhradní schéma s autotransformátorem

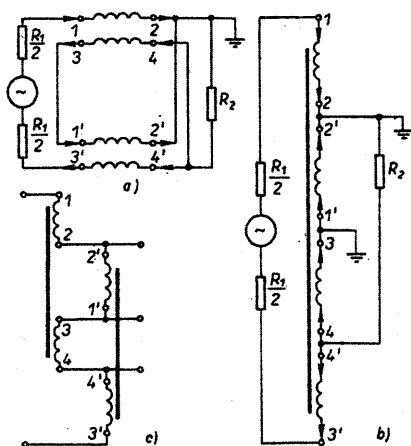
Součet ampéřzávitů primárního a sekundárního vinutí (při neuvažování magnetovacího proudu) musí být nulový. Proud i_2 je dvojnásobný oproti proudu i_1 . Vinutím 3, 4 protéká proud i_1 se smyslem, vycházejícím ze svorky 3. Je proto možné kreslit náhradní schéma ekvivalentní linkové formě buď s nesymetrickým vstupem i výstupem, nebo se symetrickým vstupem a nesymetrickým výstupem (obr. 101).

Rozdělí-li se vinutí (obr. 102), zachová se napěťový převod 2:1, dosáhne se však lepšího převodu ze symetrického uspořádání na nesymetrické. Právě toto zapojení se používá pro převod ze symetrické impedance 300 Ω na





Obr. 101. Linkový transformátor, jeho zapojení a náhradní schéma s autotransformátorem



Obr. 102. Linkový transformátor s napěťovým převodem 2:1 (a) a jeho náhradní schéma s autotransformátorem s jedním jádrem (b) a se dvěma jádry (c)

nesymetrickou 75 Ω u televizních antén. Na obr. 102a je zapojení se symetrickým vstupem a nesymetrickým výstupem. Náhradní schéma s autotransformátorem je na obr. 102b a c.

Obě vinutí 1, 2, 3, 4 a 1', 2', 3', 4' mohou být navinuta na téže jádru dvěma vedeními ze dvou paralelních nebo zkroucených vodičů (vinuta na jádro v téže smyslu), přičemž 1, 3, 1' a 3' jsou začátky vinutí. Mohou být však navinuta i na oddělená jádra: každé jádro pro jedno vinutí, nebo každé vinutí zvlášť do jednoho otvoru dvuděrového jádra, opět se shodným smyslem vinutí. Náhradní schéma s autotransformátorem vymezuje požadované vlastnosti na magnetický materiál jádra: Jádro musí aktivně působit při přenosu dolních a středních kmitočtů, zatím co přenos nejvyšších kmitočtů umožňují vlastnosti samotného vedení. Magnetovací proud se neuzavírá přes zátěž. Linkové transformátory galvanicky neoddělují zátěž od zdroje.

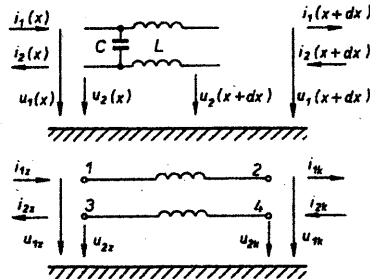
Náhradní schéma pro rozbor vlastností linkového bezetrátového transformátoru může obsahovat jen ty veličiny, které lze měřit:

délka vinutí l (délka vodiče mezi 1, 2 = 3, 4),

indukčnost vedení L_v , měřená mezi 1, 2 při spojených vývodech 3, 4 a od ní odvozená měrná indukčnost vedení $L = L_v/l$,

kapacita vedení C_v , měřená mezi 1, 3 při rozpojených vývodech 2, 4 a od ní odvozená měrná kapacita vedení $C = C_v/l$,

indukčnost vinutí L_1 , měřená mezi 1 a 4 při propojení s 2 a 3.



Obr. 103. Náhradní schéma úseku vedení

Výsledkem řešení je vlnová rovnice bezetrátového vedení. Pro označení podle obr. 103 je závislost vstupního napětí a vstupního proudu na výstupním napětí a výstupním proudu

$$U_{1z} - U_{2z} = (U_{1k} - U_{2k}) \cos \beta l + jZ_0[(I_{1k} - I_{2k})/2] \sin \beta l \quad (E)$$

$$(I_{1z} - I_{2z})/2 = [(I_{1k} - I_{2k})/2] \cos \beta l + j[(U_{1k} - U_{2k})/Z_0] \sin \beta l \quad (F)$$

kde β je měrný fázový posuv a Z_0 charakteristická impedance bezetrátového vedení

$$\beta = \omega \sqrt{LC}, \quad Z_0 = \sqrt{L/C}.$$

Fázová rychlost šíření elektromagnetických vln v po drátových vedení je menší než ve vakuu ($c = 3 \cdot 10^8$ m/s). Poměr v/c se nazývá činitel zkrácení. Pro vedení vzniklé zkroucením dvou vodičů bývá činitel zkrácení v rozmezí 0,4 až 0,5, pro koaxiální kabely 0,6 až 0,75, pro dvoulinky s teflonovou izolací 0,7.

Využití těchto rovnic pro výpočet napěťového přenosu a vstupní impedance je dále uvedeno pro často používaný transformátor s převodem 2:1 pro nesymetrické zapojení, které bylo uvedeno na obr. 101.

Pro osm neznámých U_{1z} až I_{2k} je třeba ještě k rovnicím (E) a (F) určit dalších 6 rovnic. Třetí až sedmá rovnice je (obr. 104)

$$U_{1z} = U - I_{1z}R_1$$

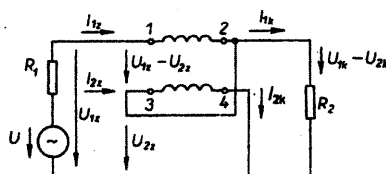
$$U_{2z} = U_{1k}$$

$$U_{1k} = (I_{1k} - I_{2k})R_2$$

$$U_{2k} = 0$$

$$I_{1z} + I_{2z} = I_{1k} + I_{2k}$$

Pro nesymetrické, tj. soufázové proudy je vedení paralelním vinutím,



Obr. 104. K výpočtu napěťového přenosu a vstupní impedance

které je navinuté na jádru. Soufázový proud ve vedení má amplitudu $(I_{1z} + I_{2z})/2$. Úbytek napětí pro soufázové proudy je pro části 1, 2 a 3, 4 stejný se stejným smyslem polarit napětí. Osmá rovnice může proto být např.

$$(U_{1z} - U_{1k} + U_{2z} - U_{2k})/2 = j\omega L_1[(I_{1k} + I_{2k})/2]$$

Z těchto osmi rovnic se vyloučí U_{1z} až U_{2k} a získají se čtyři rovnice pro obvodové proudy I_{1z} až I_{2k} .

Výsledné rovnice i pro tento jednoduchý případ jsou málo přehledné. Podrobný výpočet a vyhodnocení výsledku lze získat jen počítacem. Z výsledků vychází vliv délky vedení jako vinutí transformátoru na jeho kmitočtovou charakteristiku a odtud vyplývající omezení délky tohoto vedení. Dále se zjistí vliv nepřizpůsobení odporů R_1 a R_2 k charakteristické impedanci vedení. V oblasti nízkých kmitočtů ($\beta l = 0$) se rovnice pro napěťový přenos a impedanci zjednoduší, takže

$$K_u(j\omega) =$$

$$= j2\omega L_1 R_2 / [4R_1 R_2 + j\omega L_1 (4R_2 + R_1)]$$

$$Z_{\text{vst}} = j\omega L_1 R_2 / (4R_2 + j\omega L_1)$$

Na nízkých kmitočtech odpovídá přenos i vstupní impedance (při neuvažování rozptylové indukčnosti) zapojení autotransformátoru, což je velmi významné pro odvozování náhradních schémat linkových transformátorů. Při těchto kmitočtech nejsou ani K_u , ani Z_{vst} závislé na charakteristické impedanci vedení. Dolní kmitočet f_d pro zmenšení přenosu o 3 dB je

$$f_d = 4R_1 R_2 / 2\pi L_1 (4R_2 + R_1).$$

Protože nelze dosáhnout jedním vedením přizpůsobení k odporům rozdílných velikostí (k odporům R_1 a R_2), uvažuje se realizovat takovou charakteristickou impedanci vedení, vůči níž mají R_1 a R_2 stejný činitel odrazu. To je splněno v tomto případě pro

$$Z_0 = \sqrt{R_1 R_2}$$

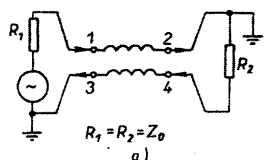
Na zapojení symetrizačního linkového transformátoru podle obr. 102 se lze také dívat jako na zapojení dvou vedení s charakteristickou impedancí např. 150 Ω. Na jedné straně jsou vedení zapojena paralelně, na druhé straně sériově a tak vytvářejí transformátor s napěťovým převodem 1:2 (impedanční převod 1:4).

Paralelní zapojení dvou odporů lze (přibližně) nahradit paralelním spojením dvou vedení o charakteristických impedancích Z_0 a sériové zapojení lze nahradit sériovým zapojením dvou vedení o charakteristické impedanci rovněž Z_0 tehdy, bude-li

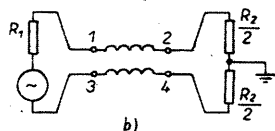
$$R_1 = 2Z_0 \text{ a } 2R_2 = Z_0.$$

Zapojení linkových transformátorů

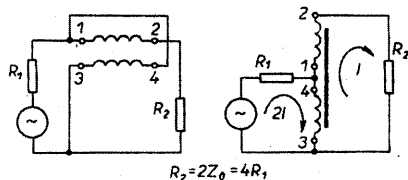
Základní zapojení je takové zapojení, v němž vedení - bifilární vinutí - je zapojené mezi zdrojem a zátěží podle obr. 105. Zátěž i zdroj mohou být



a)



b)



$R_2 = 2Z_0 = 4R_1$

Obr. 106. Linkový transformátor s převodem 1:2 a jeho náhradní schéma s autotransfátorem

uzemněny v kterémkoli místě, třeba uprostřed, nebo nemusí být uzemněny vůbec - pro možnost pracovat v symetrickém i nesymetrickém zapojení se zapojení nazývá "balun". Převod má 1:1. Uzemní-li se zátěž a transformátor na opačném konci, získá se invertující transformátor (obr. 105). Zapojení symetrizačního "balunu" je na obr. 105b.

Další zapojení jsou na obr. 106, 107 a 108. Uzemňovat vedení v různých jeho vývodech je možné jen v tom rozsahu kmitočtů, v němž vedení zůstává aktivní, tj. nezkratováno. Z náhradního zapojení s autotransfátorem je patrné, že v některých případech by vinutí tohoto náhradního transformátoru byla zkratována a tím byl omezen přenos nízkých kmitočtů.

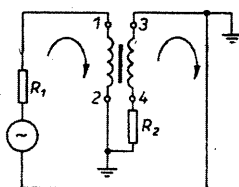
U širokopásmových linkových transformátorů je indukčnost vinutí určena dolním přenášeným kmitočtem. Pro přípustný útlum např. 3 dB je to

$$L_1 = R_1 n^2 R_2 / \omega_d (R_1 + n^2 R_2).$$

Počet závitů je omezen jednak přípustnou vlnovou délkou vedení, která nesmí pro nejvyšší přenášený kmitočet překročit $\lambda/6$. Obsahuje-li transformátor dvě vedení, jako celková délka se uvažuje součet délek obou vedení. Rychlost šíření pro výpočet délky vlny se ověřuje na vzorku linkového transformátoru, na němž je předpokládáně jádro ovínuto ověřovaným vedením. Měřením se určí indukčnost a kapacita na jednotkovou délku vedení, z údajů se určí rychlost šíření v a také charakteristická impedace Z_0 .

Nevyhovuje-li dosažený výsledek, měření se opakuje s jinak provedeným vedením.

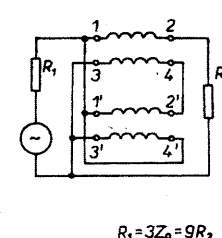
Další omezení nejvyššího přenášeného kmitočtu závisí na poměru charakteristické impedace vedení k zatěžovací impedanci a k vnitřnímu odporu zdroje. Nepřípůsobení o 100 % nezpůsobuje výrazné omezení.



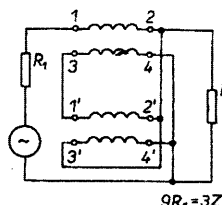
Obr. 105. Některá zapojení linkových transformátorů typu balun. Výchozím náhradním schématem je transformátor s převodem 1:1

Obr. 108. Linkový transformátor a jeho náhradní schéma s transformátorem

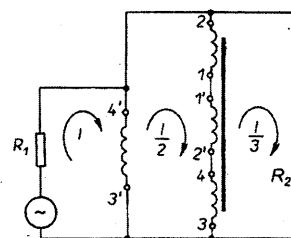
Obr. 107. Linkový transformátor s převodem 1:3 a jeho náhradní schéma s autotransfátorem



$R_1 = 3Z_0 = 9R_2$



$9R_1 = 3Z_0 = R_2$



Výhodným feritovým materiálem pro linkové transformátory jsou takové ferity, u nichž reálná složka komplexní permeability pro kmitočet f_d a část využívaného kmitočtového rozsahu převládá nad složkou imaginární. Nepřekročení mezního kmitočtu feritu je i zárukou omezení ztrát. S ohledem na ztráty by magnetická indukce neměla při kmitočtu f_d překročit několik desítek mT, při výkonových aplikacích v rezonančních měničích a kmitočtech do 1 MHz 200 mT. Rozměry jádra a přípustná indukce omezují výkon přenášený transformátorem na dolních kmitočtech. Naproti tomu tepelné ztráty ve vodičích vedení a v dielektriku omezují přenášený výkon na horních kmitočtech.

Vedení linkového transformátoru může být zhotoveno i z páskového vedení s dielektrikem z polystyrenu nebo teflonu (planární vedení), z koaxiálního miniaturního kabelu nebo dvoudrátěm, ze zkroucených vodičů nebo vodičů vinutých paralelně. Páskové vedení umožňuje dosáhnout co nejmenší charakteristické impedace. Uvádí se, že

$$Z_0 = (120\pi/\sqrt{\epsilon}) \cdot (d/l),$$

kde d je mezera mezi pásy, l jejich šířka a ϵ relativní dielektrická konstanta (permitivita) izolace. (Pro polystyren i teflon je permitivita 2). Miniaturní kabel MCTFE 0,07 má charakteristickou impedanci 50 Ω .

Pro dvoudrátové vedení se uvádí charakteristická impedance

$$Z_0 = 276 \log 2D/d:$$

$Z_0[\Omega]$	110	150	200	300
D/d	1,1	2	2,8	6

kde D je rozteč vedení a d průměr vodičů. Zkroucené vodiče mají charakteristickou impedanci kolem 50 Ω , vedení jako paralelní vinutí dvou vodičů kolem 100 Ω . Např. paralelně vinuté vodiče o průměru 0,5 mm s izolací PE v těsné blízkosti mají charakteristickou impedanci 120 Ω , činitel zkrácení 0,67. Vývody se musí propojovat co nejbližší jádru, jinak vznikají složená vedení, která zhoršují vlastnosti linkových transformátorů.

Vedení jako transformátor

Nahradí-li se v rovnici (E) a v rov. (F) $U_{12} - U_{22}$ vstupním napětím U_1 na vedení, $U_{1k} - U_{2k}$ vstupním napětím U_2 na vedení a proud I_{22} proudem $-I_{12}$ a proud I_{2k} proudem $-I_{1k}$, získá se vlnová rovnice bezeztrátového vedení pro napětí U_1 a U_2 , vstupní proud $I_1 = I_{12}$ a výstupní proud $I_2 = I_{1k}$. Vedení je určeno charakteristickou impedancí Z_0 , měřným fázovým posuvem β a délkou l . Vydělí-li se vzájemně obě rovnice a nahradí-li se U_1/I_1 vstupní impedancí Z_0 vedení a U_2/I_2 zakončovací impedancí Z_k , je vztah mezi vstupní a zakončovací impedancí určen rovnicí

$$Z_p = Z_0[(Z_k \cos \beta l + jZ_0 \sin \beta l) / (Z_0 \cos \beta l + jZ_k \sin \beta l)].$$

Pro vedení na konci ve zkratu, tj. $Z_k = 0$, je

$$Z_p = jZ_0 \tan \beta l.$$

Pro vedení na konci otevřeného, tj. $Z_k = \infty$, je

$$Z_p = -jZ_0 \cot \beta l.$$

V obou případech se chová bezeztrátové vedení jako čistá reaktance, protože Z_0 je rezistance. Proto se používá i jako rezonanční obvod (např. dutinový rezonátor), je-li vhodná jeho délka (obr. 109). Vedení se využívá jako kvalitní indukčnost nebo kapacita s malými rozměry na velmi vysokých kmitočtech ($f > 6$ GHz); soustředěná indukčnost je nerealizovatelná a soustředěná kapacita je doprovázena parazitními vlivy.

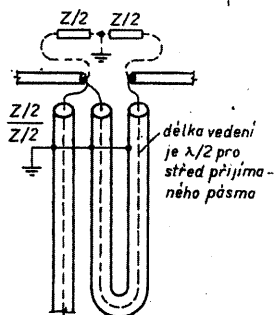
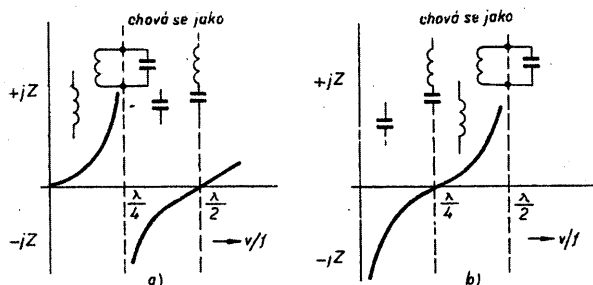
U vzorce pro vstupní impedanci Z_p zatíženého vedení je patrné, že při dané zakončovací impedanci Z_k je možné na vstupních svorkách dosáhnout libovolné impedance podle délky vedení co do velikosti i fáze. Krátké úseky v vedení jsou proto velmi vhodné k transformaci impedance.

Dosadí-li se do vzorce pro Z_p za $\beta = 2\pi/\lambda$ a délka l se vyjádří v násobcích $\lambda/2$, získá se vztah, v němž je v argumentu sinu buď π nebo násobek π - proto jsou ve vztahu imaginární členy nulové. Pro $n = 1$ bude tedy

$$Z_p = Z_0(Z_k/Z_0) = Z_k.$$

Transformace vedením $\lambda/2$ se používá pro přizpůsobení symetrické impedance Z (anténa 300 Ω) na nesymetrickou o čtvrtinové velikosti (75 Ω ,

Obr. 109. Impedanční vlastnosti krátkého bezeztrátového vedení. Vedení na konci
a) ve zkratu,
b) otevřené



Obr. 110. Půlvlnné nesymetrické vedení jako impedanční transformátor s převodem impedance 4:1 k symetrickému vedení (anténě)

obr. 110). Půlvlnné vedení impedance $Z/2$ připojuje paralelně k impedanci $Z/2$, takže na vstupu koaxiálního přívodu je impedance $Z/4$. Spojí-li se však impedance Z_k bezeztrátovým vedením, jehož délka je lichým násobkem čtvrtvlny, argument u trigonometrických funkcí bude

$$(2\pi/\lambda) \cdot (\lambda/4)(n+1) = (\pi/2)(n+1)$$

a vstupní impedance vř vedení

$$Z_p = Z_0^2 / Z_k$$

Bude-li Z_k činný odpor, bude činným odporem i Z_p , protože Z_0 má také reálnou hodnotu. Má-li se přizpůsobit Z_k k Z_0 , musí se volit vedení se $Z_0 = Z_p Z_k$ a o délce $\lambda/4 \cdot (n+1)$. Vedení působí jako transformátor s převodem

$$n = Z_0 / Z_k$$

Tedy

$$Z_p = (Z_0 / Z_k)^2 Z_k$$

Vedení převádí velkou impedanci Z_k na malou a malou impedanci Z_k na velkou. Zatímco převod u transformátoru je reálné číslo, zde může být převod číslem komplexním.

Rozptylová indukčnost

Rozptyl indukčního toku je vážnou překážkou především při návrhu širokopásmových a impulsních transformátorů. Při jejich návrhu musíme proto znát postupy, jak rozptyl zmenšit. Nejmenší činitel rozptylu má (podle druhu vinutí) vinutí na kruhovém jádru, a to asi 0,1 až 0,03 %. Vinutí transformátoru s magnetickým jádrem s plechy EI či M mívá činitel rozptylu více než 10x větší (5 až 0,2 %). Menší činitele náležejí těm vinutím, která byla upravena k dosažení co nejmenšího rozptylu.

Rozptylová indukčnost vinutí je způsobena indukčním tokem, který se uzavírá jednak prostorem mezi vinutími, jednak vinutím samotným tak, že neprochází všemi závitů vinutí. Celkový indukční tok tedy obsahuje složku,

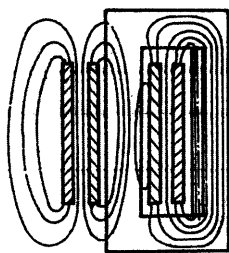
která není společná všem závitům vinutí. Touto složkou je rozptylový indukční tok, který se uzavírá částečně jádrem, částečně i mimo ně. Průběh indukčních čar rozptylového indukčního toku je pro ilustraci naznačen na jednoduchém transformátoru se dvěma sousedními vinutími (obr. 111).

Tvar magnetického obvodu - jádro s plechy EI nebo M či hříčkové jádro - není pro výpočet podstatný, neboť se uvažuje velmi zjednodušený model. Usuzuje se, že vinutí je obklopeno ze všech stran magnetickým materiálem o velké permeabilitě, podobně jako je tomu u vinutí s feritovým hříčkovým jádrem (obr. 112). Všechny siločáry jsou rovnoběžné s osou vinutí, jejich délka odpovídá šířce b_v vinutí. Vinutí jsou přepočítána na stejný počet závitů, což usnadňuje výpočet, aniž by se tím omezovaly vlastnosti tohoto modelu.

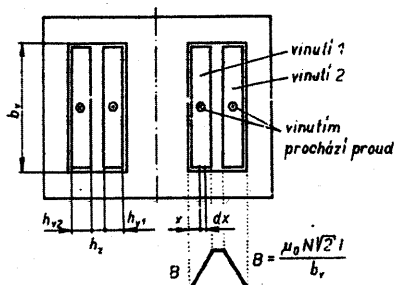
Při neuvažování magnetovacího proudu jsou proudy ve vinutí stejné velké a opačného smyslu.

Magnetický odpor cesty rozptylového toku je určen jen odporem toku ve vzduchu, protože magnetický odpor magnetického obvodu jádra, kterým se rozptylový tok rovněž uzavírá, lze proti magnetickému odporu tak velké mezery zanedbat.

Pro siločáru v místě x platí, že intenzita magnetického pole v tomto místě je



Obr. 111. Schematické znázornění průběhu linií magnetického rozptylového indukčního toku u transformátoru jednoduchého provedení



Obr. 112. K výpočtu magnetického rozptylového indukčního toku

$$H_x = U_{mx} / b_v$$

kde U_{mx} je magnetické napětí. Pro ně platí při harmonickém průběhu proudu v místě prvního vinutí, tj. pro $x \leq h_{v1}$, že $U_{mx} = N\sqrt{2}I(x / h_{v1})$.

V místě mezery, h_z , tj. pro

$$h_{v1} \leq x_1 \leq h_{v1} + h_z$$

je

$$U_{mx} = N\sqrt{2}I$$

V místě druhého vinutí, h_{v2} , tj. pro

$$h_{v1} + h_z \leq x \leq h_{v1} + h_z + h_{v2}$$

$$U_{mx} = N\sqrt{2}I(h_{v1} + h_z + h_{v2} - x) / h_{v2}$$

Intenzitě magnetického pole H_x odpovídá magnetická indukce

$$B_x = \mu_0 H_x = \mu_0 (U_{mx} / b_v)$$

Použitím uvedených rovnic lze znázornit indukcí rozptylového toku napříč vinutími (obr. 112). Za uvedených předpokladů je maximální indukce v prostoru mezi vinutími stálá o vrcholové velikosti

$$B = \mu_0 N \sqrt{2} I / b_v$$

Ve skutečnosti jsou siločáry zakřiveny (nejvíce na krajích vinutí), takže indukce v mezeře, její osová složka, je nehomogenní. Proto je střední délka b_v magnetické siločáry v tomto modelu kratší, než by odpovídalo skutečnosti. Magnetická indukce bude tedy menší než vyplývá z průběhu na obr. 112. Menší než jak se určí z takto zjednodušeného průběhu rozptylového indukčního toku bude i rozptylová indukčnost.

Energie magnetického pole obsažená v objemu V nemagnetického prostředí (tj. ve vinutí), které je vytvořeno rozptylovým indukčním tokem, je stejná jako energie nahromaděná v indukčnosti L_s . Porovnáním lze zjistit, že

$$L_s = (\mu_0 \Sigma H^2 \Delta V) / I^2$$

Součet $H^2 \Delta V$ se skládá ze tří částí: objemů o tloušťce od 0 do h_{v1} , od h_{v1} do $h_{v1} + h_z$ a od $h_{v1} + h_z$ do $h_{v1} + h_z + h_{v2}$. Střední délky obvodů objemů l_1 , l_2 , l_3 pro součet jednotlivých objemů jsou střední délky závitů. Součtem se zjistí, že

$$L_s = \mu_0 N^2 (I / b_v) [(h_{v1}/3) + h_z + (h_{v2}/3)],$$

kde l_v je střední hodnota z l_1 , l_2 , l_3 , což je vlastně střední délka závitů obou vinutí. Poměr rozptylové indukčnosti L_s k hlavní indukčnosti vinutí L_1 určuje činitel rozptylu.

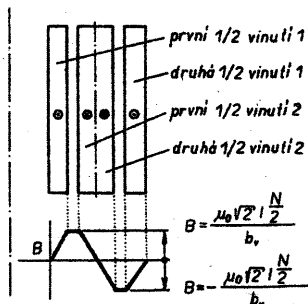
Dosažením za L_1 se získá, že činitel rozptylu

$$\sigma = L_s / L_1 =$$

$$= (1/\mu) (l_v S_j / b_v l_s) [(h_{v1}/3) + h_z + (h_{v2}/3)].$$

Z výpočtu rovněž vyplývá, že oběma vinutím náleží jedna společná rozptylová indukčnost a že její dělení na primární a sekundární stranu v náhradním schématu transformátoru slouží jen ke zjednodušení představy o činnosti transformátoru.

Uvedený postup výpočtu rozptylové indukčnosti neumožňuje určit činitele rozptylu přesně. Vypočítaný činitel je obvykle větší, než jaký se zjistí měřením, proto se vypočítaný výsle-



Obr. 113. K výpočtu magnetického rozptylového indukčního toku u děleného vinutí

dek koriguje násobením číslem menším než 1, obvykle 0,5 až 1. Korekční činitel se určí proměřením vzorku transformátoru nebo modelu. Největší odchylky vznikají u transformátorů jádrového typu. Na rovnici k výpočtu σ se však lze dívat jako na pomůcku, umožňující činitel rozptylu omezit. Činitel rozptylu se zmenší, přiblíží-li se k sobě obě vinutí např. tím, že se zvolí tenčí vodič, stejně tak lze volbou většího jádra (většího průřezu) zmenšit počet závitů, pak se nevyužije plně průřez pro vinutí a zmenší se činitel plnění mědi, což značně přispěje ke zmenšení σ . I když se často používá, nejde v tomto případě o hospodárný postup. Výhodná z tohoto hlediska jsou jádra, která umožňují použít velkou šířku a malou výšku vinutí.

Výhodně lze činitele rozptylu zmenšovat dělením vinutí. Dělením vinutí se zmenší tloušťka jednotlivých sekcí, málo se však může zmenšit mezera mezi nimi. Rozdělí-li se každé vinutí na m dílů, bude v každém dílu N/m závitů. Průběh indukce v prostoru mezi 2x děleným vinutím je na obr. 113. Maximální indukce se zmenšila na polovinu, magnetická energie v prostoru vinutí by se tedy měla zmenšit až 4x. V tomto poměru by se měla zmenšit i rozptylová indukčnost. Bude-li se uvažovat, že se zmenší i mezera mezi vinutími, bude

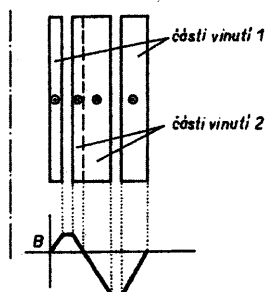
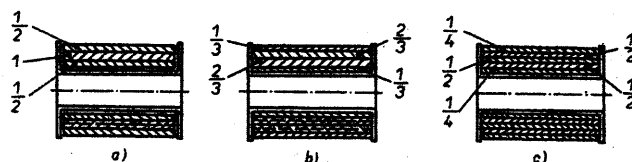
$$\sigma L_1 =$$

$$= (1/m^2)(\mu_0 N^2 l_v / b_v)(h_{v1}/3 + h_z + h_{v2}/3)$$

- rozptylová indukčnost se tedy zmenšuje v poměru čtverců dílů vinutí. V praxi se však při dělení na dva a tři díly zmenší pouze v poměru 3,5:7. Vinutí se dělí např. tak, že se primární vinutí rozdělí na dvě poloviny a mezi ně se vloží sekundární (obr. 114a). Na tři díly se vinutí dělí tak, že se primární rozdělí na dva díly a mezi ně se vloží dva díly sekundárního (obr. 114b). Jiný způsob dělení je na obr. 114c. Praxe ukazuje, že je neúčelné dělit jednotlivá vinutí na více než tři díly. Účinek děleného vinutí se však projeví pouze při shodných výškách vinutí. Nejsou-li výšky děleného vinutí ani přibližně shodné, účinek se ztrácí (obr. 115).

Rozptylová indukčnost transformátoru jádrového typu, u něhož je pri-

Obr. 114. Příklad dělení vinutí



Obr. 115. Nevhodné dělení vinutí. Průřezy vinutí nejsou stejné velké

má i sekundární vinutí rozděleno na sloupky jádra, se určí ze stejného vzorce. Mezera mezi vinutími na prvním a druhém sloupku rozptylovou indukčnost neovlivňuje. Naproti tomu, je-li primární vinutí na jednom sloupku a sekundární na druhém, je mezera mezi nimi pro výpočet rozptylové indukčnosti významná.

Má-li transformátor tři vinutí, počítá se rozptylová indukčnost prvního a třetího vinutí obdobně. Vzdálenost prvního vinutí od třetího se bude rovnat součtu výšky druhého vinutí a výšek mezer mezi prvním a druhým vinutím a druhým a třetím vinutím.

Podobná zákonitost pro zmenšování rozptylové indukčnosti dělením válcového vinutí platí i pro dělení vinutí do komor (nebo na kotouče). Výsledek není však tak výrazný jako u vinutí válcového, především pro menší šířku vinutí. Vinutí do komor má vždy větší rozptylovou indukčnost než vinutí válcové, dělené na stejný počet dílů.

Kapacita vinutí

Každý způsob vinutí má své charakteristické vlastnosti, zejména vlastní kapacitu. Omezit vlastní kapacitu vinutí lze kompromisem mezi její minimální dosažitelnou velikostí a cenovými i prostorovými náklady na vinutí. Vlivy kapacity vinutí lze zmenšit dvěma způsoby:

a) zmenšením rozdílů napětí mezi vrstvami, popř. sekcemi vinutí, nebo zmenšením vzájemné kapacity částí vinutí jejich oddělením,

b) zmenšením permitivity (dielektrické konstanty) použitím vhodných izolantů k izolaci vodičů.

Nejvíce možností poskytuje první způsob, jehož se využívá při hrázovém, křížovém a kotoučovém vinutí.

Ke zmenšení vlastní kapacity vinutí se používají proklady vinutí vždy asi po 2 mm výšky vinutí. Výhodné jsou proklady polystyrenovou fólií (20 μ m, $\epsilon \sim 2$, třiacetátová fólie $\epsilon \sim 4$, kondenzátorový papír $\epsilon \sim 3$, lakovaný papír $\epsilon \sim 3$). Praxe ukazuje, že častější proklady nejsou účelné.

Jedním ze zákroků, omezujících vlastní kapacitu vinutí, je dělení vinutí

do komor nebo na kotouče. Se zvětšujícím se počtem komor se kapacita vinutí zmenšuje přibližně v poměru druhých mocnin počtu komor, pro dvě komory přibližně 3,5x, pro 3 komory 7x. Obvykle není účelné ani hospodárné dělit vinutí do více než tří komor.

Čím menší bude činitel vinutí, tím menší bude mít vinutí kapacitu. Impregnováním transformátoru (permitivita impregnační hmoty $\epsilon \sim 2$) se vlastní kapacita vinutí zvětšuje asi o 30 až 50 %, stejně tak se zvětšuje při spojení jednoho vývodu vinutí s jádrem (asi o 20 %).

Je-li průřez primárního a sekundárního vinutí přibližně stejný, tj. $S_{v1} = S_{v2}$, a je-li stejná i izolace vodičů, platí přibližně

$$C_{v1} = C_{v2}$$

bez ohledu na průměr vodiče, použitého na vinutí. V tomto případě je výsledná kapacita, působící na primárním vinutí

$$C_v = C_{v1}[1 + (1/m^2)].$$

Je-li převod transformátoru větší než 3, zanedbává se již kapacita vinutí s menším počtem závitů proti kapacitě vinutí s větším počtem závitů.

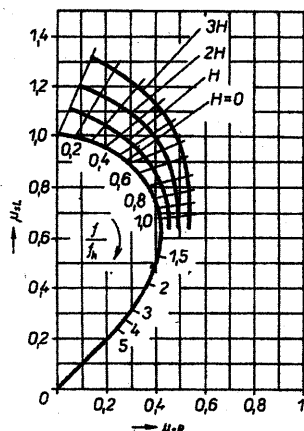
U některých vř transformátorů ruší kapacita vinutí proti jádru. Proto se vinutí vzdaluje od jádra. U transformátorů s toroidním jádrem se toho dosahuje tím, že se z obou stran na jádro nasadí izolační mezikruží (např. z polystyrenu) a takto upravené jádro se teprve obandážuje (nejčastěji se však jádra bandážují přímo a to bavlněnou tkanicí, ČSN 803671, nebo kabelovým papírem, a na takto upravené jádro se pak vine). U cívek s feritovými jádry se do jednodokomorových či několikakomorových tělísek navine nejprve několik vrstev pásů z polystyrenu, na které se pak vine. Cívkové tělísko se zcela nezaplňuje, aby se zvětšila mezera mezi vinutím a jádrem i u horních vrstev vinutí.

Ztráty v jádru

transformátoru při malých indukcích

Výpočet ztrát v jádru transformátoru si ukážeme na příkladu sdělovacího transformátoru. Sdělovací transformátory pracují v oblasti malých indukcí a jsou obvykle bez mezery. Pro výpočet ztrát v této oblasti se používají různá zjednodušení, která umožňují určit nebo alespoň odhadnout náhradní ztrátový odpor, způsobený jádrem.

Vynele-li se pro magnetický materiál reálná složka μ_{re} komplexní permeability v závislosti na imaginární složce μ_{im} do grafu, v němž je parametrem kmitočet a magnetické pole (nebo magnetická indukce), získají se charakteristické průběhy, které se pro magnetické kovové materiály a ferity



Obr. 116. Průběh poměrných složek komplexní permeability u jádra složeného z plechů vzájemně dokonale izolovaných v závislosti na poměrném kmitočtu a intenzitě magnetického pole

liší (obr. 116 až 118, odlišnost je způsobena vířivými proudy). Kromě počáteční permeability je charakteristickým údajem hraniční kmitočet f_h , který byl pro kovové magnetické látky odvozen počteně

$$f_h = 8\rho / 2\pi\mu_p\mu_0 d^2,$$

kde ρ je měrný elektrický odpor plechu, μ_p jeho počáteční permeabilita a d jeho tloušťka.

Při tomto kmitočtu se zmenší počáteční permeabilita materiálu jádra na 67 % své počáteční velikosti a od něj pak velmi přibližně $\mu_{sR} = \mu_{sL}$. Ztrátový činitel $\tan \delta$ je při tomto kmitočtu rovněž 0,67 a od něj je pro všechny vyšší kmitočty přibližně rovný 1.

Hraniční kmitočet, zjištěný na jádru složeném z plechů, může být i několikrát menší než vypočítaný pro jediný plech - způsobují to zkraty mezi plechy. Teoretický hraniční kmitočet se může od skutečného lišit i tím, že povrchové vrstvy plechu nemusí mít permeabilitu shodnou s „vnitřkem“ plechu.

Pro ferity je jako hraniční definován kmitočet, při němž se složka komplexní permeability μ_{sL} zmenší na polovinu velikosti počáteční permeability. Důvody, které způsobují kmitočtovou závislost permeability feritů, nejsou

Tab. 28. Typické velikosti hysterezního činitele h_B pro feritové hmoty, charakterizované počáteční permeabilitou

$(10^{-6}/mT)$	Počáteční permeabilita							
	10	100	200	600	1200	2000	3000	6000
μ_B	<30	<40	<20	<2	<0,5	<2	<1,5	<2

dosud zcela objasněny. Experimentálně bylo zjištěno, že tento kmitočet je přibližně

$$f_h = 7000 / \mu_p \quad [MHz].$$

Přibližně při tomto kmitočtu je ztrátový činitel rovný 1. Pro kmitočty vyšší se dále zvětšuje. Hraniční kmitočty (popř. i jejich okolní kmitočty) pro kovové i feritové materiály určují, do jakých kmitočtů jsou materiály pro sdělovací transformátory použitelné.

Nejnižší kmitočet přenášený transformátorem musí být mnohem nižší než je hraniční kmitočet použitého materiálu jádra. Údaje hraničních kmitočtů pro některé druhy magnetických materiálů jsou v tab. 27.

Ztrátový odpor, způsobený hysterezí, lze určit výpočtem (viz kapitola Cívky s jádry). Činitele hysterezních ztrát jsou informačně uvedeny v tab. 28. Přesnou velikost pro daný materiál je třeba hledat v katalogu výrobce, popř. ji změřit (ČSN 34 5886).

Náhradní odpor, který vyjadřuje ztráty v jádru, se v náhradním schématu transformátoru připojuje paralelně k hlavní indukčnosti vinutí. Takto zobrazovat ztráty transformátoru lépe odpovídá fyzikální představě, než je tomu při nahrazování ztrát sériovým odporem, jak je běžné u cívek. Sériový odpor R_s a sériová indukčnost L_s se přepočítávají na paralelní R_p a L_p

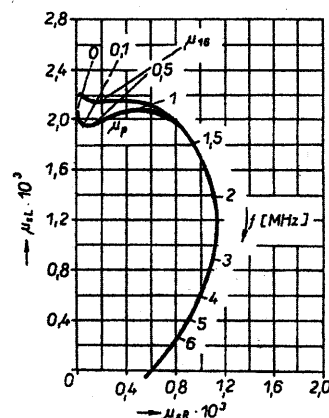
$$L_p = L_s(1 + \tan^2 \delta),$$

$$R_p = R_s[1 + (1/\tan^2 \delta)],$$

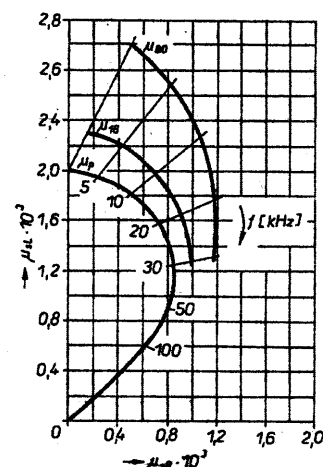
kde $\tan \delta$ je ztrátový činitel, náležející k přepočítávanému sériovému odporu na paralelní. Pro $f < f_h$ a $\tan \delta < 0,3$ lze předpokládat, že se paralelní indukčnost rovná sériové, $L_p = L_s$, a s malou chybou lze psát

$$R_p = R_s / \tan^2 \delta.$$

Jsou-li k dispozici diagramy magnetických materiálů s paralelními složkami komplexní permeability, μ_{pL} a μ_{pR} , lze indukčnost a paralelní



Obr. 117. Průběh složek komplexní permeability pro ferit s počáteční permeabilitou 2000



Obr. 118. Průběh složek komplexní permeability pro PY36, tloušťka 0,12 mm

ztrátový odpor počítat z těchto složek přímo

$$L_p = \mu_0 \mu_{pL} N^2 (S_l / l_s),$$

$$R_p = \mu_0 \mu_{pR} N^2 (S_l / l_s) \omega.$$

U jader z plechů jsou hlavní složkou ztrát ztráty hysterezní a ztráty vířivými proudy. Ztráty magnetickým zpožděním jsou zanedbatelné. U feritových jader jsou hlavní složkou ztráty hysterezní a ztráty magnetickým zpožděním.

Náhradní ztrátový odpor způsobený vířivými proudy se u kovových jader bez mezery vyjadřuje teoreticky odvozeným vzorcem. Přibližně do hraničního kmitočtu je paralelní ztrátový odpor, způsobený vířivými proudy

$$R_p = (3/2) \cdot 2\pi \cdot f_h L_0,$$

kde L_0 je počáteční velikost indukčnosti (zjištěná při nízkém kmitočtu a malém poli). Do kmitočtu f_h lze velmi přibližně pokládat indukčnost L_p za kmitočtově nezávislou

Tab. 27. Teoretické hraniční kmitočty některých magnetických kovových materiálů a feritů

Druh magnetického materiálu	Počáteční permeabilita	Hraniční kmitočet [kHz]			
		[MHz]	tloušťka 0,32 mm	tloušťka 0,12 mm	tloušťka 0,05 mm
Trans. ocel Et1,6	350		13 (0,35 mm)	-	-
Ortoperm	700		7	48	290
PY36	2000		3,9	27	160
PY50	2500		3	21	130
PY78M	15 000		0,2	1,5	9
PY76Cu	10 000		0,45	3	18
PY5Mo	60 000		0,05	0,34	2
Ei40	600		5,5 (0,5 mm)	-	-
Ferity	2000	4			
	1000	7			
	600	10			
	100	80			
	20	400			
	10	700			



Tab. 29. Umístění feritů v systémovém rozřídění magnetických látek

$$L_p = L_0.$$

Nad hraničním kmitočtem se paralelní ztrátový odpor zvětšuje úměrně s odmocninou součinu hraničního a pracovního kmitočtu

$$R_p = 2\pi \sqrt{f_h f} L_0.$$

Naproti tomu se indukčnost vinutí od hraničního kmitočtu zmenšuje s odmocninou podílu hraničního a pracovního kmitočtu

$$L_p = \sqrt{f_h / f} L_0.$$

Pro $f > f_h$ je tedy

$$R_p = \omega L_p.$$

Náhradní paralelní ztrátový odpor pro určitý kmitočet u feritového jádra bez mezery se určí ze známého ztrátového činitele $\tan \delta$ materiálu jádra, který je uváděn v katalogu výrobců. Pro malé ztrátové činitele ($\tan \delta < 0,3$) je přibližně

$$R_p = \omega L_s / \tan \delta, L_p = L_s.$$

Ferity

Ferity jsou magnetické, keramické, polykrystalické látky. Průmyslově jsou vyráběny i monokrystaly a monokrystalické tenké vrstvy. Jsou charakterizovány o více než osm řádů větším měrným odporem vzhledem ke kovovým magnetickým látkám. Technologickým základem jejich výroby jsou kyslíčníky kovů a vzácných zemin. Ferity používané v cívkách a transformátorech náležejí k ferrospinellům. Umístění feritů mezi magnetickými látkami, které jsou rozříděny podle účelu použití na magneticky tvrdé a magneticky měkké, je v tab. 29. Kyslíčníková feromagnetika se označují podle analogových krystalografických struktur přírodních nerostů. Technologického významu dosáhly ferity, když bylo objasněno, že permeabilita nemagnetického feritu zinečnatého, je-li včleněn do přírodního magnetického feritu (magnetit je kyslíčník železitoželeznatý), se značně zvětší. Modifikaci tohoto objevu vznikly dvě skupiny feritů, používané pro jádra transformátorů a cívek: ferity s velkou permeabilitou (ferity Mn-Zn) a vf ferity (ferity Ni-Zn). Složením se reguluje permeabilita, ztráty, teplotní závislost permeability i ztrát a magnetostrikční konstanta (její potlačení zmenšuje magnetickou anizotropii a

tím zvětšuje permeabilitu, její zvětšení umožňuje vyrábět ferity pro zdroje ultrazvuku). Magnetické vlastnosti spoluurčuje technologie výroby, kterou se dosahuje vhodné velikosti krystalů v polykrystalickém materiálu a složení mezikrystalických vrstev. Hranici mezi ferity Mn-Zn a Ni-Zn je počáteční permeabilita kolem 600. Kmitočtový rozsah použitelnosti feritů Ni-Zn je do 200 MHz.

Pro laděné obvody, asi do 800 MHz, jsou perspektivní materiály ze skupiny magnetoplumbitů („ferroplana“ podle firemního označení Philips). Zatímco ferrospinel má kubickou krystalickou mřížku, magnetoplumbity mají šestičetnou mřížku se snadným směrem magnetování v základní rovině. Do kmitočtů až 300 MHz jsou vhodné ferity Ni-Zn, dotované kobaltem.

Feritová jádra se vyrábějí nejčastěji lisováním z předsintované směsi - kalcinátů. Jednoduché tvary (jako tyče) tažením na vakuových lisech. V ocelových formách na hydraulických lisech se lisují jádra např. E, U, I a hříčková jádra.

Výlisky se vypalují v průběžných pecích obvykle na vzduchu. Teplota při výpalu se pohybuje podle druhu feritů od 1100 do 1400 °C. Jádra s náročnými magnetickými vlastnostmi, (jako hříčková jádra z feritů Mn-Zn) se vypalují a chladnou v ochranné atmosféře dusíku.

Mechanické vlastnosti feritů jsou podobné keramickým materiálům a ferity lze proto opracovat jen broušením, řezáním diamantovou pilou nebo ultrazvukem. Styčné plochy feritových jader nebo rozměry, které mají být vyrobeny s úzkými tolerancemi, se přebroušují práškem karbidu křemíku. Pro špatnou tepelnou vodivost se ferity musí při broušení intenzivně chladit.

Velká tvrdost a otěruvzdornost feritů se ukázala výhodná pro magnetofofonové hlavy. Pro výrobní techniku bylo nutné, aby se mezery magnetofofonových hlav zmenšily až na 1 μm. U stávajících druhů feritů nebylo možno dosáhnout těchto mezer pro samotnou velikost polykrystalického materiálu (zrna jsou velká 3 až 5 μm). Lapováním ploch lze nerovnosti

zmenšit pod 0,5 μm. Byly však vyvinuty hutné ferity s více než 10x zmenšenou pórovitostí - zmenšení pórovitosti z 5 % až 10 % na několik desetin procenta při velikosti zrn 10 až 20 μm umožnilo již výrobu mikronových mezer. Ještě větší hustoty dosahují feritové monokrystaly, z nichž se feritové hlavy získávají vybrušováním.

Polykrystalické granáty vzácných zemin se používají ke konstrukci elektricky nerezonujících mikrovlnných součástek, izolátorů a cirkulátorů ve vlnovodovém, koaxiálním nebo mikropáskovém provedení. Využívá se rozdílných útlumových vlastností v propustném a závěrném směru, podle polarizace stejnosměrného magnetického pole, které příčně polarizuje mikrovlnnou feritovou součástku. Útlum v propustném směru bývá 1 dB, v závěrném směru 20 až 40 dB, podle šířky propouštěného pásma. Granáty vzácných zemin se používají v technice centimetrových vln pro konstrukci mikrovlnných filtrů nebo ladění Gunnových oscilátorů. Používají se rezonátory kulovitého tvaru, vzniklé vybrušením monokrystalu granátového feritu o průměru několika desetin až jednotek milimetrů. Epitaxně rostlé granátové vrstvy jsou součástí modulátorů analogových nebo digitálních signálů na nosný monochromatický světelný paprsek. V těchto magneto-optických modulátorech se osvětlují opticky propustné tenké vrstvy v oboru viditelného infračerveného záření.

Světoví výrobci nabízejí až 20 druhů materiálových systémů s granátovou strukturou, lišících se šířkou rezonanční linie, pulsními výkony a spektrem přenášených kmitočtů. Výsledky technologie výroby nových magnetických materiálů jsou úzce spojeny s čistotou výchozích surovin. Zatímco asi před 50 lety postačovala čistota 98 až 99 % účinné složky, dosahují současné požadavky v některých případech až 99,999 %. Přes snahu dosáhnout co největší reprodukovatelnosti magnetických vlastností vyráběných feritových jader, bývají nejmenší tolerance (počáteční permeabilita, ztráty) až 25 %. Tolerance ostatních vlastností (teplotní závislost

permeability, závislost vratné permeability na předmagnetovacím poli, dezakomodace permeability) přesahují i 100 %. Zatím konstruktér transformátorů a cívek musí při návrhu takto široké tolerance uvažovat.

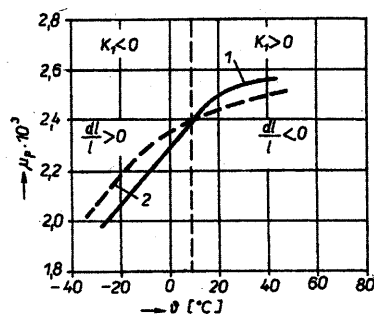
Z magneticky měkkých feritů se stále vyrábějí nejvíce ferity Mn-Zn, tj. ferity pro transformátory a cívky. Tyto ferity mají rozsah počáteční permeability 600 až 10 000. Laboratorní vzorky v úzkém teplotním rozsahu dosahují počáteční permeability již 50 000.

Ferity s velkou permeabilitou jsou vhodné pro jádra sdělovacích transformátorů, ferity s malými ztrátami pro jádra cívek.

Průběh počáteční permeability v závislosti na teplotě má pro oba druhy feritů (Mn-Zn i Ni-Zn) charakteristický průběh s dvěma maximy. U prvního maxima, těsně před TC, se dosahuje maximální počáteční permeability. Toto maximum souvisí se ztrátou magnetické krystalové anizotropie. V okolí sekundárního maxima, které leží obvykle v blízkosti běžné teploty okolí, je počáteční permeabilita menší než u prvního maxima. Sekundární maximum souvisí se změnou znaménka magnetické krystalové anizotropie, která se projeví zvětšením permeability. Změnou chemického složení a teplotou slinování je možné toto sekundární maximum posouvat k nižším teplotám a dosáhnout toho, že průběh permeability bude v rozsahu provozní teploty plochý, nebo bude mít požadovaný průběh v závislosti na růstu teploty. Obdobný průběh se strmější závislosti na kmitočtu má ztrátový činitel počáteční permeability. Maximum počáteční permeability a ztrátového činitele je pro tyto ferity v těžké kmitočtové oblasti. Tímto jevem je omezeno použití feritů v závislosti na kmitočtu.

Neoddělitelným technologickým postupem výroby feritových jader je broušení styčných částí skládaného jádra. Někdy při vývoji obvodů s feritovými jádry pro cívky a transformátory si spotřebitelé sami upravují styčné plochy broušením. Je třeba znát vliv tohoto broušení na vlastnosti obvodu, opomineme-li hrubé nedostatky vedoucí k drsnosti větší než několik μm , k vylámaným okrajům nebo k zaoblování styčných ploch.

Broušením styčných ploch a mezer u feritových jader vzniká při broušení tlakové napětí v povrchové vrstvě, které trvá i po skončení broušení. Broušením jsou deformovány krystaly a tlaková napětí se šíří do vnitra feritů. Magnetostrikce a tlakovým napětím se mění směr snadného magnetování. Tím se ovlivňuje permeabilita a její závislost na teplotě. Tlaková napětí mohou způsobit změny permeability. Změna je závislá na znaménku magnetostrikce, magnetické anizotropie a poměru broušené plochy k objemu jádra (zvláště citlivé jsou ferity Mn-Zn s velkou počáteční permeabilitou).



Obr. 119. Vliv změny znaménka údaje magnetické krystalové anizotropie K_1 v oblasti druhého maxima a jeho vliv na průběh počáteční permeability při působení tlakového napětí a magnetostrikce; 1 - průběh před broušením, 2 - změna průběhu při vzniku tlakového napětí broušením

Zbroušením celého povrchu jádra vzniká uvnitř tahové napětí. Jeho nepříznivý vliv lze odstranit buď tepelným zpracováním, nebo odleptáním zbroušené plochy.

Pro výrobu cívek fotolitografickým postupem se jako nosný materiál používají tenké feritové destičky. Pnutí vlivem jejich broušení je tak silné, že se jednostranným broušením povrchové vrstvy tenké destičky prohýbají. Oboustranným broušením nelze získat destičky tenčí než několik desetin milimetrů (tenčí se lámou silným pnutím samy od sebe). Na obr. 119 je vliv broušení toroidu na průběh počáteční permeability v oblasti sekundárního maxima. Velká permeabilita feritů Mn-Zn je doprovázena i velkou permitivitou, která je několik desítek tisíc a je velmi kmitočtově závislá (nepřímě úměrně). To spolu s velkou permeabilitou způsobuje, že již při kmitočtu

což vylučuje použití rozměrnějších jader (při tloušťce stěny jádra větší než 1 cm např. v technických aplikacích nad kmitočtem 1 MHz). Pro ferity Ni-Zn, které mají permitivitu kolem 20, tento druh ztrát nehrozí.

Přehled některých fyzikálních vlastností feritů pro jádra transformátorů a cívek je v tab. 30. Přehled jejich aplikací je v tab. 31 s uvedením označení druhů feritů pro jádra transformátorů a cívek našeho výrobce a dvou zahraničních, u nás častých dodavatelů feritů.

Feritová jádra

Přestože feritové hmoty a jádra se vyrábějí již téměř 50 let, tolerance magnetických vlastností zůstávají stále značné, u počáteční permeability např. kolem 25 % jmenovité velikosti. Vlivem vzduchové mezery například magnetickému indukčnímu toku se sice tolerance zmenšuje, přesto se s ní musí při návrhu transformátorů i cívek počítat. Pro přesné nastavování indukčnosti cívek je nutný ladící mechanismus, který překlene výrobní odchylky feritů. Tolerance indukčnosti u jádra s mezerou jsou 3 až 5 %. Ladící mechanismy jsou řešeny pro zvětšování indukčnosti od 10 do 50 %. Ladění nesmí zhoršovat výsledné vlastnosti svou nepřesností a nestálostí v závislosti na čase, teplotě a mechanických vlivech (jako otřesech apod.). Relativní přesnost nastavení indukčnosti musí být 10^{-4} , dlouhodobě lepší než 10^{-3} . K nastavování cívek se nejvíce osvědčilo šroubové jádro nebo feritová tyčka, která je vedena v pouzdru. Ladící jádro se musí posouvat

Tab. 30. Porovnání některých fyzikálních vlastností feritů s vlastnostmi železoprachových jader

Vlastnost	Ferity				Želez. prach. jádra
Specifický odpor [Ωm]	Mn-Zn Ni-Zn	10 kHz 1 100 000	100 kHz 0,95 100 000	500 kHz 0,65	1 až 10 10 ⁻⁵
Měrná hmotnost [g/cm ³]		4,3 až 5,3			4,8 až 7,7
Permitivita [-]	[MHz] Mn-Zn Ni-Zn	0,01 140 000 30	0,1 50 000 15	1 30 000 12	100 11
Magnetostr. konst. feritů pro Tr a cívky		-1 až -20.10 ⁻⁶			-
Pevnost v tahu [N/mm ²]		20			2
Pevnost v tlaku [N/mm ²]		100			20
Modul pružnosti v tahu [N/cm ²]		1 až 2 · 10 ⁷			
Tvrdost Mohs Vickers HV15 [N/mm ²]		8 600 až 800			do 4
Měrné teplo [J/gK]		~0,7			
Tepelná vodivost [W/mmK]		4 až 7.10 ³			16.10 ⁻³
Činitel délkové roztažnosti [°C ⁻¹]		7 až 10.10 ⁻⁶			20.10 ⁻⁶
Porozita [%]		0,1 až 6			0,1

2 MHz je délka elektromagnetické vlny v jádru kolem 2 cm. Rozměrové rezonance doprovázené ztrátami vznikají tedy již v relativně malém jádru,

Tab. 31. Technické aplikace v přibližném rozsahu permeability jádra a kmitočtů. Jsou uvedeny obchodní značky tuzemského výrobce a dvou zahraničních. Údaj v závorce je počáteční permeabilita

Systém	Permeabilita	Hlavní aplikace	Přibl. kmitočt. rozsah v aplikaci
Mn-Zn	3000 až 10 000	širokopásmové transformátory impulsní transf., toroidní jádra, odrušovací součástky	do 5 MHz spektrum kmitočtů do 20 MHz
	1000 až 3000	velká indukce nasycení, spínací zdroje, vychylovací cívky TV, laděné cívky	1 kHz až 100 kHz 100 kHz
	800 až 2500	jádra laděných cívek jádra E, jádra U	menší než 200 kHz do 1,6 MHz
	500 až 1000	cívky, anténní tyče pro SV a DV, jádra hrníčková a RM	méně než 10 MHz
Ni-Zn	500 až 1000	širokop. transf., výkonové zdroje, anténní tyče SV a DV odrušovací součástky	méně než 5 MHz spektrum kmitočtů do 200 MHz
	150 až 500	anténní tyče pro SV a DV vř silové transformátory, vychylovací jádra	harmonické kmitočty do 5 MHz měniče do 10 MHz
	70 až 150	cívky, anténní tyče pro KV, symetrizační prvky vř silové transformátory	harmonické kmitočty do 30 MHz měniče do 10 MHz
	30 až 70	cívky	do 40 MHz (250) do 10 MHz
	10 až 30	cívky symetrizační obvody	do 400 MHz do 400 MHz
pravoúhlá sm.	800	přesytky, magnetické regulátory	
perminvary	<20	cívky, symetrizační obvody hrníčková a šroubová jádra	do 500 MHz
Tuzemský výrobce		Firma Siemens	Firma Philips
		N30 (4300), N55 (5300), T37 (6500), T35 (6000), T38 (10 000), T42 (12 000)	3E1 (3800), 3E25 (6000), 3S1 (4000), 3E5 (10 000), 3C11 (4300), 3E4 (4700)
H21 (1900)		N27 (2000), N26 (2300), N59 (850), N62 (1900), N41 (3000), N47 (1400), N49 (1400), N67 (2300), N87 (2300)	3C10 (1800), 3B8 (2300), 3F3 (1800), CC80 (2000), CC85 (2000)
H10 (1300), H20 (2000), H11 (1000), H22 (2200), H12 (1200), H23 (2300), H18 (1800)		N58 (1300), N4 (2000) N48 (2000)	3H3 (2000) 3H1 (2300)
H6 (600) H7 (650)		M33 (750)	3D3 (750), 3C2 (900) 3B1 (900)
		K10 (600)	4A11 (700) 3S2 (700)
N2 (200) H3R (350)		M11 (250)	2A2 (350), 2B1 (350) 4B1 (250), 6B1 (250)
N1 (120)		K1 (80) U60 (8)	4C65 (125) 4C6 (100)
N05 (50)			4D2 (60)
N01 (8) N02 (20)		U17 (10) K12 (24)	4E1 (15)
			3F1 (800)
N01P (11) N08P (80)		U17 (10) K12 (24)	

v ose hrníčkového jádra a nesmí se při otáčení jádra dotýkat. Při nesou-
sém posuvu není změna indukčnosti
monotónní, ale probíhá s místními
maximy a minimy, která mohou způ-
sobit chybné nastavení indukčnosti la-
děných obvodů při nastavování na ma-
ximální výchylku měřidla napětí nebo
proudu. Nedostatkem ladění šroubo-
vým jádrem je závislost rozsahu na ve-
likosti mezery v magnetickém obvodu
jádra. Čím je mezera větší, tím snadně-
ji lze indukčnost cívky měnit v požado-
vaném rozsahu. Nestabilita mecha-
nického uložení šroubového jádra
v pouzdru, které je zasunuto do otvoru
v hrníčkovém jádru, je vylučována
buď konstrukčním uspořádáním - vy-
mezováním vůlí, pružnými křídélky -
nebo uložení šroubového jádra
v pouzdru v nevysychající vazelině.

Části magnetického obvodu, které
tvorí jádro transformátoru nebo cívky,
jsou staženy šrouby nebo pružinami.
Čím lépe jsou styčné plochy broušeny
- střední drsnost bývá maximálně až
několik μm - tím menší tlak je posta-
čující. V současné době se používá
tlak kolem $0,5 \text{ N/cm}^2$. Tlak je vyvozo-
ván pružinami, obvykle z pakfongu
(niklová mosaz). Pájitelnost pružin je
nutná pro spojení armatury s místem
nulového napětí (elektrické stínění).
Armatura je obvykle prostřednictvím
pájecí špičky přímo spojena se zemni-
cím plošným spojem. Pájecí špičky
pro vývody vinutí cívky a pájecí špičky
armatury zajišťují soudržnost jádra
s cívkou a s plošnými spoji. Má-li se
dosáhnout co největšího činitele ja-
kosti ve vyšších kmitočtových rozsa-
zích (SV a DV), používají se vř lanka a
komorová cívková tělíska. U tříkomo-
rového cívkového tělíska se prostřed-
ní komůrka cívkového tělíska

z části vyplní páskem z polystyrenu,
aby vinutí nebylo v těsné blízkosti me-
zery - zmenšuje se tím vliv vířivých
proudů ve vinutí cívky. Komůrky tělís-
ka se zcela neplní vinutím, aby byla
mezi vinutími a vnitřním povrchem fe-
ritového jádra mezera. To přispívá ke
zmenšení kapacity vinutí cívek i ztrát
ve vinutí. Má-li se vinutí impregnovat,
impregnuje se samotná cívka s vinu-
tím a ta již naimpregnovaná se vkládá
do feritového jádra.

Přesto, že části feritového obvodu
jsou sevřeny armaturou, je možné, že
by se nárazem mohly posunout, čímž
by se změnila indukčnost. Proto se
zajišťují lepením epoxidovými prysky-
řicemi. Vhodné jsou vytvrzovatelné
hmoty lnoucí ke keramice. Lepené
místo musí být očištěno od prachu a
odmaštěno. Musí se používat co nej-
menší množství lepidla, protože ferito-
vé hmoty jsou pórovité: po vniknutí le-
pidla do feritu by mohla díky různým

tepelným koeficientům roztažnosti lepidla a feritu vzniknout mechanická napětí, která by přes magnetostrikci ovlivnila magnetické vlastnosti jádra. Proto se po nanesení také musí lepidlo co nejdříve vytvrdit.

Jádra transformátorů s vloženou cívkou se lepí jen po obvodu styčné plochy. Po přilepení na několika místech se vnější části jádra zatíží. Při vytvrzování se volí tlak u velkých jader 0,05 N/cm² dosedací plochy, u malých jader až 0,5 N/cm². Jádra bez mezery se na styčných plochách nelepí. Navinuté cívkové tělísko se však nejprve do jader vlepuje. Kapka lepidla se nanese pouze na jedno místo vnitřního prostoru jádra, kam se vloží navinuté cívkové tělísko. Tím se vzájemně spojí cívkové tělísko s feritovým jádrem. Poté se přiloží druhá část jádra. U jáder s otvorem pro ladění se sestava navlékne na trn, aby se díly vzájemně vystředily a po obvodu styčné plochy se nanese lepidlo. Po vytvrzení a vyjmutí přípravku se do dutiny jádra vlepí nebo jen zasune ladící mechanismus. Po vytvrzení a ochlazení se překontroluje možnost nastavit žádanou indukčnost.

Cívky laděných obvodů se definitivně nastavují po několika dnech až týdnech, až odezní dezakomodační změny permeability vyvolané změnami teploty a tlaků v přípravcích při vytvrzování použitých lepidel a konečně i při montáži jádra s cívkou do armatury.

Počet druhů vyráběných jader je poměrně značný. Některá jádra jsou použitelná jednoúčelově, jiná mají použití téměř univerzální, jako např. hrníčková jádra. Některé tvary jádra se vyrábějí jen z jednoho druhu feritové hmoty, jiné (např. hrníčková jádra) se základními rozměry dodává též výrobce až z deseti druhů feritových hmot.

Rozměry dále uvedených feritových jader jsou u nás ovlivněny především výrobky firmy Siemens a Philips. Při výběru feritových výrobků je vhodné zjistit, odpovídají-li rozměry výrobků mezinárodnímu doporučení IEC. Rozšíří se tím možnost záměny.

Jádra E. Jádra jsou výhodná pro výkonové i sdělovací transformátory pro poměr šířky vinutí k výšce vinutí, který je u většiny z jader E větší než 3. Střední sloupek pravouhlého průřezu, na který se nasazuje cívkové tělísko s vinutím, způsobuje, že mají horší plnění mědi při vinutí tlustším vodičem. Mají podobné použití jako jádra EC, jsou však levnější pro snazší výrobní technologii. V katalogích je uváděno několik typů jader E. Jádra mají homogenní magnetický obvod, takže náhradní rozměry se určují snadno.

Jádra typu E odpovídají jádrům složeným z plechů M. U nás státní normou normalizována nejsou. Výhodou je, že některé součásti transformátorů s jádry E jsou shodné se součástmi transformátorů s jádry z plechů M,

Tab. 32. Rozměry některých jader E. Číslice u tvaru udávají jejich největší rozměr a tloušťku

Tvar	Rozměry [mm]					Feritová hmota	Počet špiček
	a (max)	b (max)	c (max)	d (min)	l (min)		
E12,2x3	12,2	3	5,8	3,7	3	H22, 20, 10	2
E20x5	20	5	8,6	10,7	5		3
E25x6	25	6	10	7	6		8
E32x8	32	8	13	8,6	8		12
E32x12	32	8	13	8,6	12	H22	12
E20x5	20	5,2	10,2	6,3	5,3	H21	12 (6)
E25x7	26	7,5	12,8	8,7	7,5		8 (6)
E30x7	30,8	7,2	15,2	9,7	7,3		10
E42x15	43	12,2	21,2	14,8	15,2		10
E42x20	43	12,2	21,2	14,8	20		12
E55x21	56,2	17,2	27,8	18,5	21		14
E65x27	65,4	20	33	22,5	27,6		16
EF12x4	13	3,7	6,5	4,5	3,7	N30, N27	9 (4)
EF16x5	16,7	4,7	8,2	5,7	4,7		6
EF20x6	20,4	5,9	10,2	7,5	5,9		12
EF25x8	25,4	7,6	18,3	17,7	7,5		14

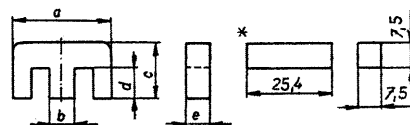
V první skupině jsou jádra, jejichž rozměry jsou ekvivalentní rozměrům plechů EB podle bývalé normy NT-N200, v druhé skupině ekvivalentní rozměrům plechů M podle bývalé NT-N002 a ČSN 35 1910 (DIN 41 295), ve třetí skupině ekvivalentní rozměrům plechů E podle bývalé NT-N001 (DIN 41 985)

což snižuje náklady na výrobu transformátorů s jádry E. Některá z u nás vyráběných jader E jsou rozměrově ekvivalentní výsekům M podle ČSN 35 1910, několik typů je rozměrově ekvivalentních jádrům z plechů E/B s rozměry podle bývalé oborové normy NT-N 200.

Jádra typu EF odpovídají rozměrům plechů E podle bývalé oborové normy NT-N 001. Výhodou jsou opět některé společné součásti pro konstrukci transformátorů s těmito jádry.

Jádra typu EI se od předešlých liší především tím, že zatímco se u předchozích typů mezeira v obvodu získává snižováním středního sloupku v jedné nebo u obou částí jader E, u typu EI se získává vkládáním podložky mezi tvar E a tvar I. Z těchto důvodů je to nejlevnější typ jádra (rozměry podle DIN 41986).

Jádra se používají především pro sdělovací transformátory, filtrační tlumivky spínacích zdrojů a transformátory spínacích zdrojů malých výkonů. Hůře se vyvádějí vývody vinutí při jejich plném počtu. Vývody jsou upevněny na svorkovnici, která není součástí cívkového tělíska. Sestavy umožňují obvykle jen svislou montáž, podle provedení armatury i ve dvou



k sobě kolmých osách. Tam, kde je třeba šetřit místem, je vhodnější pro výkonové účely použít jádra EC a pro sdělovací transformátory jádra X. Základní rozměry jader E s některými dalšími technickými údaji jsou v tab. 32.

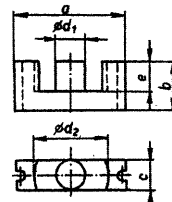
Jádra EC. Kruhový střední sloupek jádra EC umožňuje dosáhnout dobrého činitele plnění mědi i při vinutí vodičem s průměrem větším než 1 mm, nebo při vinutí páskovým vodičem. Dobré plnění mědi umožňuje dosáhnout menšího rozptýlu. Jádra mají velký průřez plochy pro vinutí, z níž lze dobře vyvádět i větší počet vývodů. K dosažení malého činitele rozptýlu příznivě působí velký poměr šířky vinutí k jeho výšce. Konstrukční provedení umožňuje svislou i vodorovnou montáž. Řada jader EC je mezinárodně normalizovaná publikací IEC 647. Jádra jsou předně určena pro transformátory a tlumivky spínacích zdrojů. Protože při činnosti v této aplikaci vznikají tepelné ztráty, musí mít součásti sestavy, především cívkové tělísko, teplotní odolnost do 120 °C. Pájecí špičky pro vývody vinutí jsou

Tab. 33. Jádra EC

Tvar	Rozměry [mm]					
	a (max)	b (max)	c (max)	d ₁ (max)	d ₂ (min)	l (min)
EC35	35,3	17,45	9,8	9,8	22,2	11,9
EC41	41,6	19,65	11,9	11,9	26,3	13,5
EC52	53,5	24,35	13,75	13,75	30,3	15,5
EC70	71,7	34,65	16,8	16,8	43,3	22,3

Tvar	Feritové hmoty		
EC35	H21	N47, N49, N62, N27	3C85
EC41		N67, N87, N27	6F3
EC52	H21	N27	3C80
EC70	H21	N27	

Tvar	Náhradní rozměry		
	Σ I/S [mm ²]	I _e [mm]	S _e [mm ²]
EC35	0,92	77,4	71
EC41	0,735	89,3	106
EC52	0,58	105	141
EC70	0,514	144	211



B3
95

Amatérské ADI 101

součástí cívkového tělíska. Jádra se vyrábějí ze speciálních feritových hmot, které mají zmenšené ztráty v okolí pracovních teplot (80 až 120 °C). Základní rozměry těchto jader s některými dalšími technickými údaji jsou v tab. 33. Tvarově obdobná jsou jádra ETD s rozměry podle IEC 51. Řada má pět členů. Jádra mají homogenní magnetický obvod.

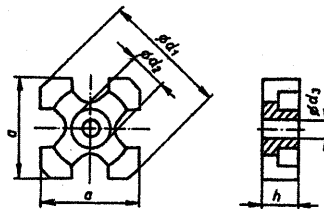
Jádra PM (Potcore Modul). Jádra byla vyvinuta pro spínací napájecí zdroje od výkonů 250 W do 3 kW. Jsou velmi hmotná, aby vinutí mohlo mít malý počet závitů - proto jsou rozptylové indukčnosti i kapacity vinutí malé. Tvar jádra umožňuje zmenšit indukční tok procházející mimo jádro, protože vinutí je obklopeno pláštěm feritového jádra. Odrůšování napáječů s těmito jádry je proto snadnější. Pro svoji hmotnost se největší transformátory a tlumivky s těmito jádry neumísťují mimo desky s plošnými spoji. Jádra se uplatňují pro výkonové impulsní transformátory, v průmyslové elektronice a v automobilovém průmyslu pro zapalovací cívky. Základní rozměry těchto jader s některými dalšími technickými údaji jsou v tab. 34.

Jádra X. Také se nazývají křížová jádra. Jejich stavební plocha je čtvercovitá. Používají se pro sdělovací transformátory a laděné cívky. Poměr šířky okénka pro vinutí k jeho výšce (1,6) není příznivý pro transformátory. Jádra byla navržena s ohledem na co nejlepší využití „zabraného“ prostoru. Pájecí špičky pro vinutí jsou součástí cívkového tělíska. Řada jader X je mezinárodně normalizována publikací IEC 226, normou DIN 41299 v Německu. Základní rozměry jader jsou v tab. 35.

Jádra CC (Cap-Cup-Core). Jádra byla vyvinuta pro filtrační tlumivky a cívky, u nichž stačí nastavovat indukčnost odvíjením závitů. Mají tvar jednodílného hrníčkového jádra se souosovým otvorem pro montáž. Indukční tok se uzavírá víkem. Mezera se získává

Tab. 35. Jádra X

Tvar	Rozměry [mm]				
	a (max)	h (max)	d ₁ (min)	d ₂ (max)	d ₃ (max)
X22	21,3	7,2	20,5	9,6	3
X25	24,5	7,8	24,5	9,8	3
X30	29,6	11,8	29,5	11,4	4,4
X35	34,6	14	33,2	14,3	5,5



Tvar	Náhradní rozměry			Plocha pro vinutí cívkového tělíska [mm²]	Stavební rozměry [mm]		Počet špiček	Feritové hmoty		
	Σ I/S [mm⁻¹]	I _e [mm]	S _e [mm²]		základna	výška				
X22	0,58	38	68	30	22x22	16	8	H22	N48, N30	3H1, 4C6
X25	0,57	41,5	73	41	25x25	17	8			3D3, 3B8
X30	0,49	55	112	81	30x30	25	12	H12		
X35	0,41	67	164	110	35x35	30	12	H22		

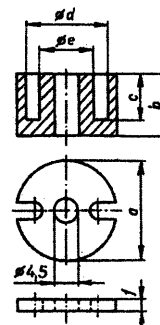
vkládáním izolačních podložek mezi hrníčkový díl a feritové víko (od 0,5 mm do několika milimetrů). Mezera se volí podle velikosti předmagnetovacího proudu tlumivky. Jádra se upevňují nemagnetickým (mosazným) šroubem, který prochází otvorem v jádru. Stykové plochy nebývají broušeny. Cívky s těmito jádry se používají i bez víka. Vývody z cívkového tělíska jsou volné. Základní rozměry jader jsou v tab. 36.

Tab. 36. Jádra CC

Tvar	Rozměry [mm]					
	a (max)	b (max)	c (min)	d (min)	e (max)	f (max)
CC26	26	21	17,5	21,5	11,5	3
CC36	36	26,5	22	30	17	3,9
CC50	52	34	27	44	24	6,2

Tvar	Plocha pro vinutí cív. těl. [mm²]	Stavební rozměry [mm]		Vývody / montáž
		průměr	výška	
CC26	50	26	22; 28	vývody
CC36	97	36	30; 38	volné /
CC50	190	52	38; 48	/ svislá

Tvar / feritové hmoty	Náhradní rozměry		
	Σ I/S [mm⁻¹]	I _e [mm]	S _e [mm²]
CC26 / N27	0,463	47,7	103
CC36 / N27	0,304	70,2	230
CC50 / N27	0,195	93,3	479

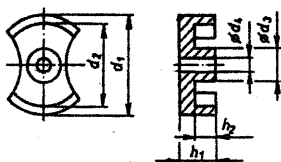


Hrníčková jádra. Hrníčková jádra jsou mezinárodně normalizovaná publikací ICE 133, se stejnými rozměry i u nás ČSN 358466 (DIN 41293). Podle počtu otvorů v plášti jádra pro vyvádění vývodů z vinutí rozeznáváme jádra dvou a čtyřtvorová. Poměr šířky okénka pro vinutí k jeho výšce je menší než 3, jádra jsou tedy vhodnější pro cívky než pro transformátory. Jejich magnetický téměř uzavřený tvar i po obvodu jádra zmenšuje vnější magnetické pole, takže cívky s těmito jádry (např. ve filtrech) se méně vzájemně ovlivňují, mají i malý činitel rozptylu, mohou mít velké činitele jakosti, velkou stabilitu naladění indukčnosti a velkou přesnost jejího nastavení. Širokému rozsahu použití odpovídá i široký výběr typů.

Ačkoli jejich hlavní použití je pro laděné cívky, používají se i pro impulsní transformátory a sdělovací transformátory. Největší z nich se používala i pro transformátory a tlumivky spínacích zdrojů, než byla zavedena vhodnější jádra PM. Cívková tělíska neobsahují pájecí špičky, na něž by se připojovaly vývody vinutí. K tomu slouží zvláštní svorkovnice. Po dle provedení armatury je lze upevňovat ve dvou osách k sobě kolmých. Základní rozměry hrníčkových jader společně s některými technickými údaji jsou v tab. 37.

Tab. 34. Jádra PM

Tvar	Rozměry [mm]					
	d ₁ (max)	d ₂ (max)	d ₃ (max)	d ₄ (max)	h ₁ (max)	h ₂ (min)
PM50x39	50	39	20	5,4	14,8	9,5
PM62x49	62	48,8	25,5	5,4	18,8	12,1
PM74x59	70	57,7	29,5	8,5	21	14,2
PM87x70	87	67,1	31	8,5	35	24
PM114x93	114	88,3	45	5,8	46,5	31,5



Tvar	Feritové hmoty	
PM50x39	N62,	3C85,
PM62x49	N27	3F3
PM74x59		
PM87x70		
PM114x93		

Tvar	Náhradní rozměry		
	Σ I/S [mm⁻¹]	I _e [mm]	S _e [mm²]
PM50x39	0,25	76	281
PM62x49	0,195	96	471
PM74x59	0,168	105	602
PM87x70	0,167	153	716
PM114x93	0,12	208	1730

Tvar	Plocha* pro vinutí na cív. tělisku	Upevnění	Stavební rozměry [mm]		Počet špiček
			základna	výška	
PM50x39	126	svislé	50,5	35,56	50
PM62x49	203	svislé	60,96	55,88	53
PM74x59	290	svislé	76,2	66,04	60
PM87x70	657	svislé	86,36	81,28	68
PM114x93	1070	svislé	114	114	100
	* [mm²]				

Tab. 37. Rozměry hříčkových jader

Tvar	Rozměry jádra [mm]							Feritové hmoty	
	d_{1max}	d_{2min}	d_{3max}	d_{4min}	h_{1max}	h_{2min}	b_{min}		
Ø3,3x2,6+	3,3		1,2		2,6	1,7	0,8	H12	K1, N30
4,6x4,1	4,6	3,7	2,2	1,2	4,1	2,7	1,1		U17, K1, M33, N48, N30
5,8x3,3	5,8	4,5	2,5	0,95	3,3	2,2	1,4		K1, N48, N30
7x4	7,35	5,8	3	1,4	4,2	2,8	1,7		U17, K1, M33, N48, N30
9x5 ++	9,3	7,5	3,9	2,0	5,4	3,6	1,6		U17, K12, K1, M33, N48, N30, T68
11x7 ++	11,3	9,0	4,7	2,0	6,6	4,4	1,8		K12, K1, M11, M33, N48, N30, T68, N41
14x8 +++	14,3	11,6	6,0	3,0	8,5	5,6	2,3		K12, K1, M11, M33, N58, N48, N41, T38, T37
18x11+++	18,4	14,9	7,6	3,0	10,7	7,2	2,7		K12, K1, M11, M33, N58, N48, N41, N30, T38, T37
18x14	18,2	14,0	7,4	3	14,1	10,1	10,1		K12, K1, N41, M33, N48, K1, N30, N62
22x13+++	22,0	17,9	9,4	4,4	13,6	9,2	3,0		K1, M33, N48, N41, N62, N30, T38, T37
26x16++	26,0	21,2	11,5	5,4	16,3	11,0	3,0	H6, H12, H23, H22, H21	K1, M33, N27, N48, K1, N41, N30, T38, T37
30x19 ++	30,5	25,0	13,5	5,4	19,0	13,0	3,5		N48, N41, N27, N30, T38, N62
36x22 ++	36,2	29,9	16,2	5,4	22,0	14,6	4,0	H12, H23, H21, H22	N48, N30, T42, N27, N41, N47
41x25	41	34	17,5	5,5	25	17	6		N48, N62, N47
42x29 ++	43,1	35,6	17,7	5,4	29,9	20,3	4,0	H12, H21	N48, N47, N62

+ neladěné

++ doporučeno publikací IEC 133. Stejně typy normalizovány ČSN 35 8464

+++ čtyři otvory pro vývody. Ostatní typy mají dva otvory

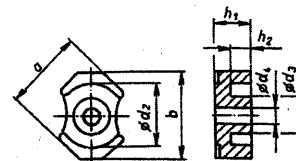
Kromě uvedených typů se vyrábí laděné rolníkové jádro Ø4,6x5,2 (U17, K1, N48)

Tvar (průměr × výška)	Náhradní rozměry			Plocha pro vinutí [mm ²]			Počet špiček	Stavební rozměry [mm]	
	$\Sigma I/S$ [mm ⁻¹]	l_e [mm]	S_e [mm ²]	1 komora	2 komory	3 komory		základna	výška
3,3x2,6	3,7	5,1	1,37	0,65 +	-	-			
4,6x4,1	2,5	7,2	2,9	0,8	-	-	4	5	5
5,8x3,3	1,68	7,9	4,7	0,95	-	-	4	5	5
7x4	1,43	10	7	2,2	-	-	5	7,5	7,1
9x5	1,25	12,5	10	2,8	2x1,25	-	4 (6)	9,9	8,3
11x7	0,95	15,5	16	4,2	2x1,9	-	4 (8)	12,3	9,5
14x8	0,8	20	25	8,4	2x3,8	-	4 (6)	16,3	11,3
18x11	0,6	25,8	43,5	16	2x6,5	3x4	8	20	13,8
18x14	0,67	30,1	45	20	2x8,5	3x5,3	8	20,7	17
22x13	0,5	31,5	63,3	23,4	2x11	3x6,7	8	24,5	16,6
26x16	0,4	37,6	93,5	32	2x15	3x9,6	8	28,5	19
30x19	0,38	45,2	137	48	2x22,5	3x14	8	31,5	22,5
36x22	0,265	53	202	63	2x29,5	3x18,3	8	49	24
41x25	0,257	62,1	242	85	2x40	3x25	8	49	28
42x29	0,258	68,6	265	98	2x45	3x28	8	56	34

+ bez cívkového tělíska. Víně se přímo
na jádro

Tab. 38. Jádra RM

Tvar	Rozměry [mm]							Náhradní rozměry		
	a_{max}	b_{max}	d_{2min}	d_{3max}	d_{4min}	h_{1max}	h_{2min}	$\Sigma I/S$ [mm ⁻¹]	l_e [mm]	S_e [mm ²]
RM3	7,5	8	5,2	2,9	1,4	3,7	2,2	2,1	13,8	6,5
RM4	9,8	11	8	3,2	2	4,5	3,5	1,9	21	11
RM5	12,3	14,6	10,5	4,9	2	4,5	6,3	1	20,8	15
RM6	14,7	17,9	12,4	6,4	3	5,1	4	0,86	26,9	31,3
RM7	17,2	20,3	14,7	7,25	3	6,7	4,2	0,74	29,8	40
RM8	19,7	23,2	17	8,55	4,4	8,25	5,4	0,67	35	39,7
RM10	24,7	28,5	21,2	10,9	5,4	9,35	6,2	0,5	41,7	65,9
RM12	29,8	37,4	25	12,8	-	11,8	8,4	0,4	57	125
RM14	34,8	42,2	29	15	5,4	14,5	10,4	0,39	70	147



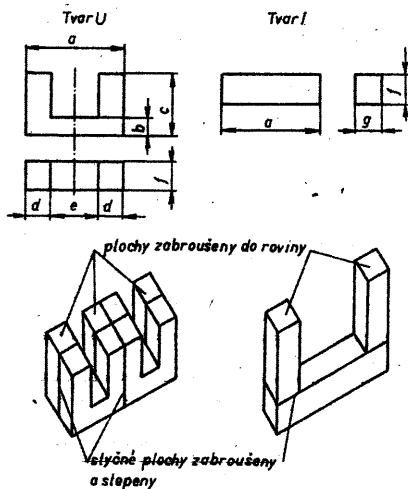
Jádra TT. Jádra TT jsou v podstatě hříčková jádra s upravenými cívkovými tělisky. Ta jsou opatřena kolíky pro montáž do plošných spojů. Na tyto kolíky se vyvádějí vývody z vinutí. Při stejné velikosti jako hříčková jádra mají jádra TT větší možný počet vývodů. Výrobce nabízí tři typy - TT Ø23/15x11, TT Ø23/15x18 a TT Ø30/20x19 mm.

Jádra RM (Rectangular-Modul-Cores). Jádra jsou mezinárodně normalizována publikací IEC 431 A, B (DIN 41980). Vznikají z požadavku co nejvíce snížit cenu cívek pro laděné obvody. Plně využívají možnosti navijecích automatů. Víně se několik cívek najednou. Cívkové tělísko je opatřeno vývody v rastru plošných spojů. Např. označení jádra RM8 znamená, že cív-

Tvar	Počet komor	Plocha pro vinutí [mm ²]	Stavební rozměry [mm]			Montáž	Počet špiček	Feritové hmoty	
			základna (šířka × délka)	výška					
RM3	1	3,2	7,5	7,5	7,5		4	K1, N48, N30, K10, M11 K1, M33, N48, N30, K10	4C6, 3D3
RM4	1	7,7	10	10	10,5		5		4C5, 3D3
	2	7,3					6		
RM5	1	9,5	12,5	12,5	10,5	H12	5	K1, M33, N58, N48, N47, M11, N41, N30, T35, T38, K10, N26	4C6, 3D3, 3H1, 3E4
	2	8,7					6		
RM6	1	15	15	15	12,5	H12	4	K1, M33, N58, N48, N47, N26, N41, N30, T35, T38, T3835	4C6, 3D3, 3H1, 4E4, 3B8, 3C85
	2	14					5		3E1, 3E4, 3E5, 3B8, 3C85
RM7	1	21,4	15	15	12,5	svislá	4	M33, N48, N30, T35, T38, K10	
	2	20,1					5 (8)		
RM8	1	30	20	20	16,5		5	T37, N30, N26, M11, N49, T35, M33, N48, M11, T38	3E1, 3E4, 3E5, 3B8, 3C85, 3F4, 3F3
	2	28,4					8 (12)		
RM10	1	41,5	25	25	19		11	N48, N41, N47, N27, N49, N30, T35, T38, T37, N67	3E1, 3E4, 3E5, 3B8, 3C85
	2	39					12		
RM12	1	73	30	30	23,6		11	N41, N27, N30, T35, N49	3E1, 3E4, 3E5, 3B8, 3C85
	2	70					12		
RM14	1	107	35	35	29		10 (12)	N41, N27, N30, T37, N49, N67	3E1, 3E4, 3E5, 3B8, 3C85

Tab. 39. Některé tvary vyráběných jader U a I pro různou potřebu. Je naznačen tvar jejich skládání (výrobci poskytují výběr až z 20 velikostí)

Tvar	Rozměry [mm]						
	a_{max}	b_{max}	c_{max}	d_{max}	e	f_{max}	g_{max}
UI93/105/30	95	29	76,5	28	34,6	30,5	28
UU93/150/30	95	29	76,5	28	34,6	16,5	28
	16,2	5,2	11,7	-	5,5	6,7	-
UU15	20,5	7,3	15,9	-	6,6	7,8	-
UU20	25,5	8,5	20	-	8,5	6,3	-
UU25	80	20	48	-	-	20	-
U80							



kové tělísko zaujímá čtvercovou plochu $8 \times 2,5 \times 8 \times 2,5 = 400 \text{ mm}^2$. Od velikosti RM6 se cívková tělíska dodávají s roztečí špiček 2,5 nebo 6 mm. Poměr šířky okénka pro vinutí k jeho výšce je 3,2, což umožňuje jádro používat výhodně jak pro laděné cívky, tak pro transformátory. Používají se i pro spínací zdroje. Větší rozteč pájecích špiček je výhodná pro vyvádění tlustších vodičů ($\varnothing 0,6 \text{ mm}$) a vývody vinutí s vf lanky. Cívky s těmito jádry jsou technologicky nejpracovnější.

Základní rozměry jader s některými dalšími technickými údaji jsou v tab. 38. Pro plochou montáž se vyrábějí také jádra RM přibližně s dvoutřetinovou výškou.

Jádra EP. Jsou to jádra vhodná pro sdělovací transformátory. Používají se pro ně feritové hmoty s velkou permeabilitou. Součástí cívkového tělíska jsou pájecí špičky. Jádra jsou velmi úsporná na prostor, který zaujmají. Výrobce dodává jádra EP20, EP17, EP13, EP10 a EP7. Číselné označení se shoduje s výškou jádra.

Jádra Q. Jádra jsou určena především pro laděné cívky filtrační techniky. Používají se také pro sdělovací transformátory tam, kde je nutné dosáhnout malého vnějšího magnetického pole. Výrobce nabízí dva typy těchto jader - Q10 a Q15. Číselné označení se shoduje s větším rozměrem základny feritového jádra.

Jádra U a UI. Transformátory s jádry U mají velké okénko pro vinutí (poměr objemu vinutí k objemu jádra je větší než 1) a jsou určena především pro televizní transformátory řádkového rozkladu, neboť umožňují dobré elektrické oddělení vinutí.

Pravoúhlý průřez umožňuje skládat jádra k sobě pro získání větších výkonů jak u spínacích zdrojů, tak v řádkových rozkladových obvodech. Skládaná jádra ve tvaru UI, UU, EI, EE umožňují při kmitočtu 20 kHz přenášet výkon až 20 kW. Jádra jsou vzájemně slepena a stykové plochy potom přebroušeny. Jádra s kruhovým průřezem jsou normalizována DIN 41296. Základní rozměry těchto jader s některými dalšími technickými údaji jsou v tab. 39.

Tab. 40. Toroidy

Základní rozměry [mm] (vnější průměr × × vnitřní průměr × × výška)
2,5 × 1,5 × 1 + 4 × 2,5 × 1,6 + 6,3 × 3,8 × 2,5 + 10 × 6 × 4 + 12,5 × 7,5 × 5 16 × 9,6 × 6,3 + 25 × 15 × 10 + 32 × 20,5 × 12,5 + 42 × 26 × 12,5 + 58 × 41 × 18 80 × 50 × 22 +

Výrobci poskytují výběr až z 20 velikostí. Izolační vrstva toroidů: lakem o tloušťce < 0,1 mm nebo vrstvou plastické hmoty o tloušťce 0,3 až 0,5 mm (podle velikosti toroidů).

Feritové hmoty
N01 N02 N1 H6 H20
K1 M33 N27 N30 T38
4C65 6A11 3F3 3E25 3E5
Určité feritové hmoty se vztahují pouze k toroidům určitých rozměrů
+ rozměry podle publikace IEC 525

Tab. 41. Některé rozměry tyčových, trubičkových a závitových jader (feritové hmoty se vztahují k určitým rozměrům výrobců)

Tyčová jádra nebroušená	
průměr [mm]	délka [mm]
1,6	5 až 25
2	5 až 30
2,5	5 až 40
3	5 až 40
4	6,3 až 50
5	8 až 60
6	10 až 80
8	10 až 80
10	10 až 80

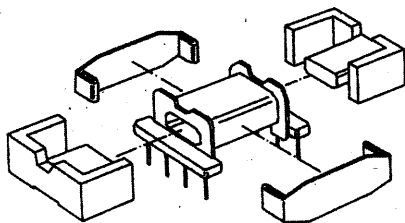
Publikace IEC 220 (DIN 41291)
Ferit. hmoty:
N02, N05, N01P, N1, N2, H11
U17, K1, M33, N27, N30, T38

Trubičková jádra (nebr.)	
průměr vnější / vnitřní [mm]	délka [mm]
3 / 1	5 až 30
3,5 / 1,6	6 až 30
4 / 1,6	6 až 50
5 / 2	6 až 50
6 / 3	10 až 80
8 / 4	10 až 80
10 / 6	10 až 80

Publikace IEC 220
Ferit. hmoty:
N02, N2, H11, H18
U17, K1, M33

Závitová jádra s oboustrannou drážkou pro šroubovák (broušená)	
vnější průměr × × stoupání [mm]	délka [mm]
1,7 × 0,35	4,2
3 × 0,5	6,3; 8,3
3,5 × 0,5	6,3; 8,3; 10,3
4 × 0,5	6,3; 8,3; 10,3; 12,3
5 × 0,75	8,3; 13,3
6 × 0,75	13,3
7 × 1	12,3; 17,4
8 × 0,75	17,4; 28,5
8 × 1,25	28,5

Doporučeno IEC (DIN 41286)
Ferit. hmoty:
N01P, N01, N02, N05, H7, H10, H11
U17, K1, M33, N27



Obr. 120. Sestava transformátoru s jádrem EFD

Kruhová jádra. Kruhová feritová jádra z feritových hmot s velkou permeabilitou se používají hlavně pro širokopásmové sdělovací transformátory, pro transformátory impulsní, odrušovací součásti a pro výstupní výkonové dvojčinné transformátory v měničích. Základní rozměry jsou v tab. 40.

Tyčová jádra, trubičková jádra a závitová jádra. Základní rozměry jsou v tab. 41.

Nároky na cívky

Cívky s jádry z magnetických materiálů mají v porovnání s cívkami bez jádra řadu předností. Především mají menší rozměry a pro technické použití dostatečně neproměnnou indukčnost v širokém rozmezí kmitočtů, teploty i klimatických vlivů. Jádra přitom umožňují nastavit požadovanou indukčnost jednoduše a přesně.

Magneticky měkké materiály se vyvíjely souběžně s rozvojem sdělovací techniky. První byly cívky použity pro pupinaci vedení. Mnohonásobným vkládáním cívek do vedení se však nedokonalosti cívek sčítají, proto požadavky na vlastnosti cívek byly velmi náročné, především pokud jde o stálost, ztráty a linearitu. Příznivých vlastností cívek lze snadněji dosáhnout u cívek s velkým objemem, postupným zlepšením magnetických materiálů se však dařilo objem cívek podstatně zmenšovat. Během asi 80 let, kdy se pupinační cívky používaly a zdokonylovaly, se jejich hmotnost zmenšila asi 150krát. V současné době se pro jádra cívek používají téměř výhradně ferity.

Vlastnosti cívky jsou ovlivňovány i dalšími materiály, používanými při jejím výrobě. Je to například materiál cívkového tělíska, lepidla, materiál stínícího krytu, impregnační hmoty a konečně izolace drátu, vinutí i samotný způsob vinutí cívky. Vlastnosti cívek jsou pak výsledkem chování všech použitých materiálů i dílčích sestav a postupů při výrobě cívky.

Hlediska hodnocení vlastností cívek, vyjádřená určitými kategoriemi, jsou zpracována v normě ČSN 35 8031. Kategorie určují pracovní rozsahy cívek, které jsou vyjádřeny dolní a horní mezní pracovní teplotou a necyklickou zkouškou vlhkým teplem. Tyto tři údaje prokazují stálost vlastností a jsou rozhodující pro posuzování použitelnosti cívek. Dále se zkouškou mecha-

nické odolnosti vývodů proti chvění podle ČSN 35 5771 prokazuje schopnost provozu cívek u přenosných zařízení i při transportu. Zkouškou pájitelnosti a odolnosti proti pájení, např. vývodů zalisovaných do cívkových tělísek (podle ČSN 34 5710), se prokazuje správnost technologie výroby cívek a správnost volby konstrukčních materiálů. Doporučením IEC (dokument 68) byly mezinárodně přijaty podmínky pro zkoušení mechanické a klimatické odolnosti.

Požadavky při návrhu cívky vycházejí z jejího zamýšleného použití. Mohou to být např.:

1. Žádaná indukčnost může být v širších mezích - až do desítek procent. Proudová, časová a tepelná stálost není významná (ani ztráty). Důležité je, aby se cívka chovala jako indukčnost v širokém rozsahu kmitočtů, tj. aby vlastní rezonanční kmitočet byl co nejvyšší. Takový požadavek je např. u odrušovacích cívek a vř. tlumivek.

2. Indukčnost cívky musí mít užší tolerance - několik procent, musí být zaručena její časová stálost. Omezeny jsou její ztráty, podstatné je dosáhnout přípustné velikosti hysterezních ztrát. Teplotní stálost není významná. Z těchto požadavků vycházel např. návrh pupinačních cívek.

3. Indukčnost cívky musí mít úzké tolerance, musí být jemně nastavitelná na žádanou velikost s tolerancí několika promile. Činitel jakosti postačuje střední velikosti (~100). Musí být zaručena teplotní stálost v rozsahu několika desítek stupňů se změnou indukčnosti cívky do půl procenta. Takové požadavky jsou kladeny např. na laděné obvody v širokopásmových filtrech a méně náročných laděných obvodech.

4. Indukčnost cívky musí mít úzké tolerance s možností jejího nastavení na jedno promile. Je žádán velký činitel jakosti cívky (>100) a výsledný teplotní činitel laděného obvodu takový, který může v rozsahu několika desítek stupňů způsobit změnu rezonančního kmitočtu do jednoho procenta. Předpokládá se volba materiálů s velkou časovou stálostí a možnost doladit indukčnost během provozu zařízení. Splnění těchto požadavků je nutné např. pro úzkopásmové propusti.

5. Indukčnost cívky laděného obvodu musí být tak jemně nastavitelná, aby se mohl nastavit rezonanční kmitočet s přesností několika desetin promile. Je požadován velký činitel jakosti (>200). Je předepsán průběh teplotní závislosti indukčnosti cívky, aby se mohl teplotně kompenzovat průběh indukčnosti a kapacity v laděném obvodu. Stálost indukčnosti v závislosti na čase a proudu musí být zaručena. Vyžaduje se možnost doladit cívku během provozu zařízení. Takové nároky jsou např. pro cívky oscilátorů a úzkopásmových propustí.

Exaktní výpočet vedoucí ke splnění některého z uvedených požadavků není možný. Vychází se obvykle z předchozí zkušenosti, nebo z obdobného použití v jiném zařízení. Návrh cívky se předně soustřeďuje na volbu materiálu jádra, na výpočet nebo volbu vhodné kruhové, efektivní nebo cívkové permeability jádra. Pro dosažení činitele jakosti cívky (s feritovým jádrem) většího např. než 100 je nutné, aby ztrátový činitel cívky, způsobený jen jádrem, byl jen několik tisícin. Při znalosti ztrátového činitele materiálu jádra a z požadavku jeho zmenšení na přijatelnou velikost mezerou jádra se zjišťuje, vyhovují-li teplotní činitel jádra, jeho hysterezní ztráty a dezakomodace permeability.

Návrh cívky se ověřuje měřením vzorku a postupně se zpřesňuje.

Návrh cívky je vždy určitým kompromisem, neboť některé její vlastnosti jsou vzájemně vázány a nelze je tedy nezávisle na sobě měnit. Např. pro dosažení maximálního činitele jakosti u feritového hrníčkového jádra určitého typu je třeba dosáhnout určité mezery v magnetickém obvodu. Tou však je určen i teplotní činitel indukčnosti cívky i její hysterezní činitel.

Postupně musí návrh určit:

1. Feritový materiál jádra s ohledem na kmitočtový rozsah, v němž cívka působí.

2. Velikost jádra a jeho tvar s ohledem na montáž.

3. Velikost mezery v jádru s ohledem na žádaný činitel jakosti, činitel hysterezních ztrát, teplotní činitel a dezakomodaci permeability.

4. Průměr vodiče, např. druh lanka, izolaci vodiče, počet závitů a způsob vinutí.

5. Rozhodnout o impregnaci cívky, postupu montáže a nastavení indukčnosti.

Cívky s jádry

Činitel jakosti cívek bývá v rozsahu několika desítek až stovek. Převratná hodnota činitele jakosti je její ztrátový činitel $\tan \delta$. Pro činitel jakosti větší než 10 lze přibližně použít výraz

$$1/Q \approx \tan \delta = \delta,$$

kde δ je ztrátový úhel (rad).

Pro náhradní schéma cívky je

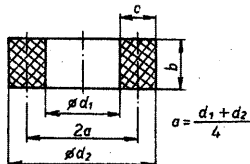
$$\tan \delta = R_v/\omega L + R_w/\omega L + R_c/\omega L + R/\omega L.$$

Odpory jsou náhradní sériové ztrátové odpory cívky o indukčnosti L při kmitočtu ω , R_v je stejnosměrný odpor vinutí, R_j ztráty v jádře, R_c odpor způsobený vlastní kapacitou vinutí a R_w přídavné ztráty ve vinutí.

Vliv jednotlivých členů, které vytvářejí výsledný ztrátový činitel, lze posuzovat a hodnotit odděleně.

Ztrátový činitel odporu vinutí cívky bez uvažování povrchového jevu je

$$\tan \delta(R_v/\omega L) = \tan \delta_v = \rho / (2\pi f \mu_0 \mu_r S_v) \cdot (l_v/l_s/S_j S_v).$$



Obr. 121. Válcová cívka

Pro válcovou cívku (obr. 121) je $I_v = \pi N(d_1 + d_2)/2$; $S_v = b(d_2 - d_1)/2 = cb$ I_s a S_j odpovídají rozměrům jádra.

Tento ztrátový činitel je jediným ztrátovým činitelem, který se s rostoucím kmitočtem zmenšuje.

Protéká-li cívku střídavý proud, potom magnetický indukční tok, vyvolaný proudem procházejícím jedním ze závitů, protíná i ostatní vodiče vinutí. To má za následek (kromě vlastního povrchového jevu vodiče) vznik další složky ztrát vířivými proudy. Tyto složky ztrát budou tím větší, čím větší bude ve vinutí cívky magnetická indukce a čím větší objem bude mít vinutí. Největší část těchto ztrát se soustřeďuje u feritových jader poblíž mezery jádra, neboť indukční tok v mezeře se rozptyluje a jeho vliv důsledkem mezery se zvětšuje. Exaktní výpočet i nejjednodušší uspořádání je těžko možný. Prakticky se používá vztah

$R_{vv}/\omega L = (1/\mu_e)k_v f c_u d^2 f v_{Cu}$, k_v je konstanta získaná experimentálně. Pro každé uspořádání vinutí je odlišná.

Ztrátový činitel způsobený vlastní kapacitou vinutí je

$$\text{tg } (R_{cv}/\omega L) = \text{tg } \delta_c = \omega L/G.$$

Vodivost G je způsobena hlavně ztrátami v dielektriku vlastní kapacity vinutí, jejíž ztrátový činitel je $\text{tg } \delta_{cv}$

$$1/G = \text{tg } \delta_{cv} \omega L.$$

Spojením předchozích rovnic potom

$$\text{tg } \delta_c = \text{tg } \delta_{cv} \omega^2 LC.$$

V závislosti na kmitočtu je to nejrychleji se zvětšující složka ztrátového činitele. Proto vlastní kapacita a její ztrátový úhel podstatně rozhodují o činiteli jakosti cívky.

Ztrátový činitel $\text{tg } \delta_c$ je ovlivněn především izolací vodiče, impregnační hmotou a je-li izolace navlhla (např. u opředěných vodičů) a není-li cívka impregnovaná, potom i navlhavostí. Velký vliv na vlastní kapacitu vinutí má i vzdálenost vinutí a povrchu feritového jádra, neboť ferity Mn-Zn mají velkou permitivitu se ztrátovým činitelem řádu 10^{-2} (i větší).

Čtvrtý člen celkového ztrátového činitele odpovídá ztrátám v jádru

$$\text{tg } \delta_j = (R_r/\omega L) + (R_w/\omega L) + (R_h/\omega L).$$

Podílejí se na něm tři druhy ztrát vznikající v magnetickém obvodu jádra, které jsou vyjádřeny sériovými odpory: hysterezním ztrátovým odporem R_h , ztrátovým odporem R_w , způsobeným

ným vířivými proudy a ztrátovým odporem R_r , způsobeným ztrátami, které se označují jako ztráty zbytkové nebo ztráty magnetickým zpožděním či dozíváním. Ztráty v oblasti malých magnetických polí v závislosti na kmitočtu a proudu jsou popsány rovnicí, většinou v této formě (Jordan 1924)

$$R_r/fL = hH_{ef} + wf + n.$$

Činitele h , w , a n jsou materiálové konstanty a nazývají se podle autora tohoto vyjádření Jordanovy. Zvláště jsou rozšířeny pro vyjadřování ztrát železoprachových jader: h je činitel hysterezních ztrát, w je činitel ztrát vířivými proudy a n činitel zbytkových ztrát. Tato forma vyjadřování ztrát v jádru je zavedena i u nás, je v souladu i s DIN 41280. Tyto činitele byly Leggem (1936) modifikovány. Pro současnou potřebu vyjadřování ztrát feritů byly mezinárodně přijaty dokumenty IEC 205 a 401. Vyskytují se různé popisy pro vyjádření ztrát při malých polích nebo indukci: pouze k vyjádření hysterezních ztrát se např. používá dvanáct druhů popisů. Při převodu jednoho vyjádření na jiný je nezbytné kontrolovat jednotky materiálových konstant.

Hysterezní ztráty vznikají přemagnetováním a jsou způsobeny nevratnými posuvy stěn, které oddělují jinak magneticky orientované sousední domény. Hystereze je charakteristickou neodstranitelnou vlastností magnetických materiálů. Technologii výroby ji lze omezovat (zvětšováním pohyblivosti stěn).

V rozsahu malých intenzit magnetického pole je ztrátový odpor způsobený hysterezí přímo úměrný činiteli hysterezních ztrát (který je konstantou materiálu jádra), magnetickému poli, kmitočtu a indukčnosti vinutí cívky s uvažovaným materiálem jádra. Intenzita magnetického pole v tomto popisu se vyjadřuje v efektivní hodnotě, kmitočet v kHz

$$R_h = hH_{ef}fL \quad [\Omega, \text{cm/kA}, \text{A/cm}, \text{kHz}, \text{H}]$$

$$H_{ef} = NI/l_s \quad [\text{A/cm}, \text{A}, \text{cm}]$$

Rozměr činitele hysterezních ztrát je h [cm/kA]

Činitel hysterezních ztrát se zjišťuje ze změny ztrátového odporu, který byl způsoben změnou magnetického pole

$$(\Delta R/\Delta H_{ef})(1/fL) = h.$$

Pro ferity se publikací IEC 125 a 218 zavedl hysterezní činitel η_B [T⁻¹], takže ztrátový odpor způsobený hysterezí je

$$R_h = \eta_B \mu B \omega L \quad [\Omega, \text{T}^{-1}, -, \text{T}, \text{Hz}, \text{H}].$$

Zjišťuje se ze změny ztrátového odporu, který byl vyvolán změnou magnetické indukce

$$(\Delta R/\mu \Delta B)(1/\omega L) = \eta_B.$$

Činitel η_B opět charakterizuje materiál daného jádra o permeabilitě μ . Rovněž

$$R_r/\omega L = \mu B \eta_B \quad [\Omega, \text{Hz}, \text{H}, -, \text{T}, \text{T}^{-1}].$$

Zavede-li se do magnetického obvodu mezera, zmenší se indukčnost L

na L_e , tj. na $L\mu_e/\mu$ a ztrátový činitel způsobený hysterezí se zmenší na

$$\text{tg } \delta_{he} = \eta_B \mu_e B.$$

Při určování hysterezních ztrát feritů v závislosti na intenzitě magnetického pole je

$$R_h = \eta_H \mu H \omega L,$$

kde

$$\eta_H = \mu \mu_0 \eta_B.$$

Používání hysterezního činitele η_B je praktičtější než činitele η_H , neboť zaváděním mezery do magnetického obvodu se při stejném počtu závitů na cívce magnetická indukce nemění. Naproti tomu při použití hysterezního činitele η_H je třeba určit intenzitu magnetického pole H_j v jádru

$$\text{tg } \delta_{he}/\mu_e = \eta_B B = \eta_B \mu_0 \mu H_j = \eta_H H_j.$$

Převod mezi činitelem η_B a h je

$$\eta_B = (h/\mu^2)(1/2\pi\sqrt{2})(1/\mu_0) \quad [\text{T}^{-1}, \text{cm/kA}, \text{H/m}]$$

Zaváděním mezery do magnetického obvodu jádra se zmenšují hysterezní ztráty, neboť mezerou se zmenší magnetické pole v jádru H_j oproti magnetickému poli H_0 , které bychom jádru přisoudili, kdyby nebyl magnetický obvod přerušen mezerou

$$H_j = (H_0/\mu) \cdot \mu/[1 + (l_m/l_s)\mu] = H_0(\mu_e/\mu).$$

Ztrátový odpor u cívky s jádrem bez mezery je

$$R_h = hH_{ef}fL.$$

Po zavedení mezery bude náhradní ztrátový odpor těžce cívky

$$R_{he} = hH_0(\mu_e/\mu)fL_e.$$

Poměr ztrát

$$R_{he}/R_h = [hH_0(\mu_e/\mu)L(\mu_e/\mu)]/hH_{ef}fL = (\mu_e/\mu)^2$$

Ztrátový odpor způsobený hysterezí se zmenšuje s druhou mocninou poměru efektivní permeability jádra k jeho permeabilitě počáteční. Náhradní hysterezní činitel h_e vztahený k jádru s mezerou, jehož permeabilita je μ_e je

$$h_e = h(\mu_e/\mu)^2,$$

kde h je materiálová konstanta, zjištěná na jádru bez mezery, jehož permeabilita je μ .

Ztráty vířivými proudy vznikají následkem vířivých proudů, které jsou způsobeny indukovaním elektrického napětí vlastním indukčním tokem cívky v elektricky vodivém magnetickém jádru cívky. Zvětšují se s druhou mocninou kmitočtu, s druhou mocninou lineárních rozměrů jádra a jsou nepřímo úměrné měrnému elektrickému odporu jádra. Ztráty lze zmenšit použitím magnetických materiálů s větším měrným odporem a především zmenšováním lineárních rozměrů cest, kterými se uzavírají vířivé proudy. Toho se dosahuje laminováním jádra u plechů od tlouštěk desetin milimetrů až desítek mikrometrů a výrobou magnetických, kovových, elektricky izolovaných prachů a jejich vzájemným slišováním. Prachové částice mají střední průměr několik mikrometrů až desítek mikrometrů. Pro praktickou elektrickou nevodivost mají ferity zanedbatelné ztráty vířivými proudy.

Obr. 122. Rozdělení ztrátového činitele jádra

(Měří se obvykle na rezonančních můstcích v kmitočtovém rozsahu 10 kHz až 200 kHz. Základem úspěšného měření je proměnný kondenzátor s kapacitou 100 pF až 0,1 μF s přibližně stálou parazitní indukčností a ztrátovým činitelem menším než $5 \cdot 10^{-5}$, nezávislým na klimatických vlivech.)

Náhradní sériový ztrátový odpor cívky způsobený vířivými proudy je

$$R_w = w^2 L \quad [\mu\Omega, \text{kHz}, H],$$

kde w je činitel ztrát vířivými proudy, je konstantou materiálu jádra. Rozměr činitele ztrát vířivými proudy je w [10^{-6} s].

Pro ferity se materiálová konstanta w pro vyjadřování ztrát vířivými proudy nepoužívá.

Na obr. 122 jsou výsledky měření ztrátového činitele cívky s železopráchovým jádrem v závislosti na kmitočtu a poli. Z měření je vyloučen vliv stejnosměrného odporu vinutí. Průběh ztrátového činitele je extrapolován na nulové pole a nulový kmitočet. Ztrátový činitel získaný touto extrapolací na nulový kmitočet náleží zbytkovým ztrátám. Jejich fyzikální podstata není dosud zcela objasněna. Soudí se, že tyto ztráty doprovázejí magnetovací periodicky časové proměnné procesy. Ztráty vznikají tehdy, zvolní-li se rychlost pohybu Blochových stěn např. přítomností nevhodných příměsí v magnetickém materiálu jádra. Následkem zvolnění rychlosti pohybu stěn magnetická polarizace nenabude konečné velikosti okamžitě při zániku magnetického pole, neboť Blochovy stěny nedosáhnou ještě ustálené polohy. Ustálení polohy stěn se dosahuje s určitým zpožděním. Při elektrických měřeních proudů a napětí s harmonickým průběhem na cívce a při vyloučení ostatních ztrát se toto zpoždění projevuje ztrátami. Při měření unipolárními impulsy se konečné magnetické indukce dosahuje opožděně.

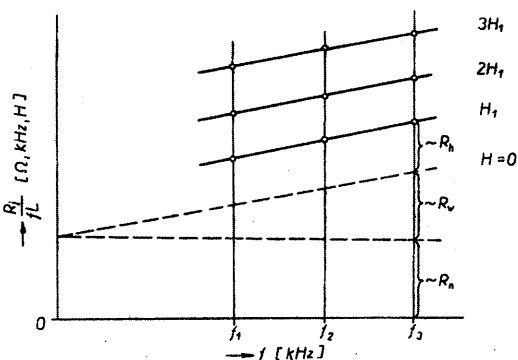
Náhradní ztrátový sériový odpor R_n , způsobený ztrátami magnetickým zpožděním, je

$$R_n = n f L \quad [\Omega, \%, \text{kHz}, H]$$

n je konstanta ztrát magnetickým zpožděním ztrát materiálu jádra.

Rozměr činitele ztrát magnetickým zpožděním je n [%].

Od praxe, vyjadřovat ztráty feritů vířivými proudy a ztrátami magnetickým zpožděním obdobnými ztrátovými činiteli, jako jsou w a n , bylo upuštěno. Součet obou ztrát se popisuje průběhem ztrátového činitele v závislosti na kmitočtu, který byl zjištěn při tak malé indukci (<1 mT) nebo tak malém poli, že se v jeho velikosti hysterezní ztráty neprojevují. Jeho průběh je uváděn v katalogu výrobce feritových hmot a jader pro každou vyráběnou feritovou hmotu.



Mezerou v magnetickém obvodu jádra cívky se změní ztrátový činitel oproti ztrátovému činiteli jádra bez mezery. Bylo odvozeno, že indukčnost cívky L_1 s mezerou v magnetickém obvodu se chová jako paralelní zapojení indukčnosti L_m , jejíž magnetický obvod by byl tvořen jen mezerou, a indukčnosti L_j , jejíž magnetický obvod by byl tvořen jen jádrem, avšak bez mezery. Pro výslednou indukčnost lze psát

$$1/L_e = (1/L_m) + (1/L_j).$$

Úpravou lze rovnici převést do tvaru

$$L_e [\mu_e (1 - j\delta_e)] = L_m + (L_j - L_m) [\mu (1 - j\delta)].$$

Řešením rovnice pro reálnou část se získá již známý výsledek

$$\mu_e = \mu / (1 + L_m/L_j)$$

a pro imaginární část, částečným zjednodušením

$$\mu_e/\mu = \text{tg } \delta_e / \text{tg } \delta.$$

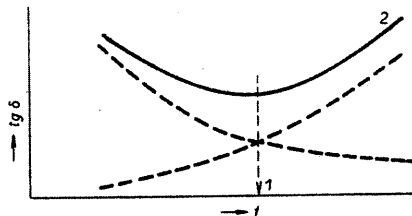
Jsou-li známy materiálové konstanty a $\text{tg } \delta$, vypočte se ke zvolené nebo jinak určené permeabilitě μ_e odpovídající $\text{tg } \delta_e$

$$\text{tg } \delta_e = (\text{tg } \delta) / \mu_e.$$

$(\text{tg } \delta) / \mu$ se označuje jako *poměrný ztrátový činitel*. Je to výhodný údaj pro vzájemné porovnání feritů při výběru vhodné hmoty s ohledem na jejich ztráty.

Přepočítávání materiálových konstant je možné jen pro feritová jádra, popř. jádra skládaná z plechů, u nichž lze měnit velikost mezery v obvodu. Materiálové konstanty u železopráchových jader se nepřepočítávají, ale udávají se pro každý druh jádra s určitou permeabilitou.

Výsledný ztrátový činitel cívky se získá sečtením jednotlivých členů, pokud jejich součet není větší než 0,3. Uvažuje-li se jejich kmitočtová závislost, někteří z členů se s rostoucím kmitočtem zmenšují, jiní zvětšují (obr. 123). Minimální ztráty a tedy maximální činitel jakosti budou při tom kmitočtu, pro který je jejich součet minimál-



Obr. 123. Schematické znázornění průběhu složek ztrátového činitele cívky v závislosti na kmitočtu

ní. Je to ten kmitočet, při němž se zmenšující se složka ztrátového činitele v závislosti na kmitočtu rovná součtu složek, které se s kmitočtem zvětšují.

Dezakomodace permeability je významnou vlastností magnetických látek. Tato vlastnost byla zvláště podrobně zjišťována u feritů, neboť nepříznivě ovlivňuje stálost indukčnosti cívek s feritovými jádry. Je-li magnetické jádro s cívkou podrobena náhlé změně (mechanickým tlakům), např. mechanickým sevřením dílů jádra armaturou nebo změně teploty, např. při vytvrzování lepidla, které zajišťuje vzájemnou polohu částí feritového jádra, nebo odmagnetováním, je porušeno prostorové uspořádání stěn magnetických domén tak, že stěny, které tyto domény ohraničují, se posouvají do jiných poloh. Po odstranění rušivého vlivu se stěny nevrátí ihned do své výchozí polohy, neboť při působení těchto vlivů se i přeskupily některé ionty v krystalové mřížce feritů, které zaujaly jinou rovnovážnou polohu. Tím vznikla anizotropie a zmenšila se pohyblivost stěn, čímž se zmenšila i permeabilita. Ojevila se její časová závislost, neboť pro jiné podmínky, po pomnutí působícího vlivu, se některé ionty přesouvají do nových rovnovážných poloh. Bylo zjištěno, že tuto časovou změnu lze popsat logaritmickou funkcí času, neboť změna permeability za stejný časový poměr je táž. K ustálení poměrů přispívá fluktuace hranic domén, která je vyvolána teplem. Při vyšší teplotě bude ustalování probíhat rychleji, dezakomodace bude větší. Tento jev se vyskytuje u všech magnetických látek, u feritů ovlivňuje stálost vlastností cívek, tato vlastnost byla podrobněji zkoumána a je hodnocena dezakomodacním činitelem permeability. Čím větší je tento činitel, tím lze ferit pokládat za méně stálejší. K ustálení permeability teoreticky nikdy nedochází. Je to natolik obecný, že je použitelný i při posuzování geologického stáří magnetických hornin, datované od doby, kdy horniny při chladnutí prošly Curieho bodem. V praktických případech dobrých feritových hmot nejsou změny permeability zjišťované na jádrech bez mezery v období několika desítek let větší než 2 %.

Při zjišťování této časové závislosti se zavádí definovaný způsob narušení magnetické rovnováhy. Ten spočívá v tom, že magnetickým střídavým polem, obvykle jednosměrně orientovaným vzhledem ke střední délce magnetické siločáry, se měrný toroid magneticky nasatí a definovaným způsobem potom probíhá odmagnetování (metoda je popsána v ČSN 34 5886). Po zrušení tohoto magnetického vlivu je měřena počáteční permeabilita ve dvou časových intervalech. Po uplynutí doby t_1 , např. po 10 minutách, je

zaznamenána permeabilita μ_{p1} , a po uplynutí doby t_2 např. po 100 minutách, permeabilita μ_{p2} . Potom dezakomodační činitel permeability je

$$d = (\mu_{p1} - \mu_{p2}) / [\mu_{p1} \log(t_2/t_1)].$$

Materiálová konstanta d , která byla zjištěna na měrném toroidu, je údajem, který výrobci feritů uvádějí v katalogu pro své feritové výrobky. Od údaje v katalogu se může d odchylovat u jader malého objemu (může být větší). Podobně tomu je u teplotního činitele permeability, ztrátového činitele a hysteretického činitele. Závislost je způsobena odlišnými vlastnostmi povrchových vrstev, vznikajících při výrobě jader, hlavně při výpalu v ochranné atmosféře nebo při chladnutí jádra.

Pro účely praktického používání se zavádí poměrný činitel dezakomodační permeability DF

$$DF = d/\mu_p.$$

U jádra, jehož permeabilita byla mezerou zmenšena na μ_e , se dezakomodační činitel zmenší na

$$d_e = d(\mu_e/\mu_p) = (d/\mu_p)\mu_e = DF\mu_e.$$

Je-li např. poměrný dezakomodační činitel pro hmotu H12 při teplotě 60 °C menší než $6 \cdot 10^{-6}$, můžeme u jádra s efektivní permeabilitou 100 očekávat relativní změnu indukčnosti této cívky po deseti letech provozu menší než

$$(L_1 - L_2)/L_1 = 6 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \log(500/1) = 2 \text{ ‰}.$$

L_1 je indukčnost zjištěná týden po kompletaci cívky a nastavení a L_2 její očekávaná indukčnost po 500 týdnech provozu.

U perminvarových feritů při zjišťování dezakomodační nesmí být při zmagnetování i odsmagnetování přestřední průměr cívky $2a$ a jeho dosah

Nízkofrekvenční vzduchové cívky

Používání magnetických materiálů pro jádra cívek přenášejících větší výkony (větší než několik wattů), je omezeno vznikem harmonického zkreslení. Tento jev nastává např. u kmitočtových výhybek pro reproduktorové soustavy, které přenášejí desítky wattů elektrického výkonu. Kmitočtové spektrum bývá rozděleno do 2 i více rozsahů, které jsou odděleně přiváděny k reproduktorům (obr. 124).

Pro návrh výhybek se používá dobře vypracovaná teorie filtrů. Např. u

Tab. 42. Některé údaje o vyráběných cívkách pro elektroakustické výhybky

Indukčnost [mH]	Vnější průměr [mm]	Výška [mm]	Odpor vinutí [Ω]	Průměr vodiče [mm]	Přípustný proud [A]	Feritové jádro
0,12	25	10,5	0,3	0,5	-	-
0,15	25	10,5	0,35	0,5	-	-
0,18	25	10,5	0,4	0,5	-	-
0,22	25	10,5	0,5	0,5	-	-
0,27	25	10,5	0,6	0,5	-	-
0,33	25	10,5	0,5	0,6	-	-
0,39	25	10,5	0,6	0,6	-	-
0,47	25	10,5	0,7	0,6	-	-
0,56	47	19	0,65	0,85	-	-
0,82	47	19	0,7	0,85	-	-
1,0	47	19	0,8	0,85	-	-
1,5	47	19	0,5	1,0	-	-
1,65	58	22	0,45	1,0	-	-
2,2	58	22	0,5	1,0	-	-
2,7	58	33	0,55	1,0	-	-
3,3	58	33	0,6	1,0	-	-
4,0	40	30	0,5	0,9	6	ano
4,7	40	30	0,55	0,85	5,5	ano
6,8	40	30	0,75	0,8	5	ano
8,2	40	30	0,89	0,75	4,5	ano
10,0	40	30	0,85	0,7	4	ano

dvoucestné výhybky přenáší dolní propust signály kmitočtového rozsahu 40 Hz až 4500 Hz mezi zdrojem o malém vnitřním odporu a impedancí kmitací cívky 8 (4) Ω. Horní propust přenáší kmitočty 3000 až 20 000 Hz mezi zdrojem rovněž o malém vnitřním odporu a kmitací cívkou reproduktoru 8 (4) Ω. Každá z nich může přenést výkon až 100 W. Výhybky jsou navrženy přímo pro uvedené impedance bez přizpůsobovacích transformátorů. Rozsah indukčnosti cívek filtrů bývá obvykle od desetin mH do jednotek mH. Pro omezení ztrát ve vinutí se připouští, aby odpor vinutí cívek byl menší než desetina impedance kmitací cívky. Ztrátový odpor kondenzátorů se vzhledem k jeho malé velikosti neuvažuje. Používají se svítkové kondenzátory, jejichž ztrátový odpor je velmi malý. Cívky jsou obvykle válcové, mají dosti značný vnější průměr, až 10 cm. Pro zmenšení rozměru se cívky s indukčností větší než 3 mH používají s feritovým jádrem typu CC a otevřeným magnetickým obvodem. Používají se také feritová válcová tlustostěnná tělíska, nebo cívka bývá navinuta na feritovém hranolu. Dosahuje se cívkové permeability asi 1,5, podle tvaru jádra a jeho velikosti. Použití cívek s jádry je omezeno jen do velikostí proudů předepsaných výrobcem, aby nevzniklo nepřijatelné zkreslení.

Některé údaje o vyráběných cívkách pro akustické výhybky jsou v tab. 42.

Vzorec pro výpočet několikavrstvových válcových cívek je empiricky odvozený, vychází z fyzikálního názoru, že indukčnost válcové vzduchové cívky je úměrná jejímu průřezu a nepřímo úměrná její délce. Vzorec je používán pro velký rozsah poměrných rozměrů cívek (obr. 121).

$$L = (2a^2 N^2) / [A + B(\beta + p\alpha)] \cdot 10^{-9} \quad [H, \text{ cm, závity}]$$

$$\alpha = c/2a, \beta = b/2a$$

$$0 < \beta < 0,8$$

$$0 < \alpha < 0,5 \quad A=0,038, B=0,118, p=1,02$$

$$0 < \alpha < 1,0 \quad A=0,40, B=0,136, p=0,783$$

$$0,8 < \beta < 1,6$$

$$0 < \alpha < 0,5 \quad A=0,036, B=0,111, p=1,32$$

$$0,5 < \alpha < 1,0 \quad A=0,019, B=0,14, p=0,9$$

Pro krátké cívky s přibližně čtvercovitým průřezem vinutí je

$$L = 4[(7,85a^2 N^2)/(6a+9b+10c)] \cdot 10^{-9} \quad [H, \text{ cm, závity}]$$

Cívky pro tento účel filtrační techniky jsou řešeny s cílem dosáhnout co největší indukčnosti s danou délkou drátu. Takové cívky budou mít co nejmenší odpor vinutí a tedy co největší časovou konstantu, tedy i příznivý činitel jakosti. Budou lehké a při malé spotřebě vodiče i levné. Vzduchové cívky s těmito vlastnostmi jsou krátké a mají čtvercovitý průřez vinutí. Optimálních vlastností cívek, za předpokladu 100% plnění průřezu vinutí, se dosáhne při takto upravených rozměrech cívek

$$b = c = (2/3)a, d_1 = (4/3)a, b = d_1/2.$$

Indukčnost cívky s předchozími rozměry je

$$L = 8,72a \cdot N^2 \cdot 10^{-9} \quad [H, \text{ cm, závity}] \quad (G).$$

Výpočet cívky je zadán potřebnou indukčností a přípustným odporem vinutí. Počet závětů při čistém průměru d vodiče je

$$N = a_v (cb/d^2),$$

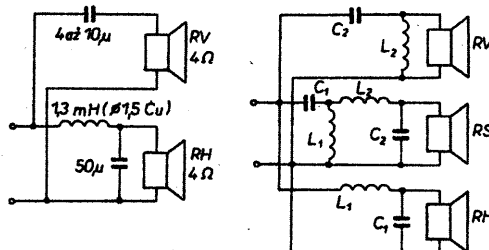
kde a_v je činitel vinutí

$$a_v = p(d/d_1)^2$$

a d_1 je průměr použitého vodiče s izolací, p je činitel přesnosti vinutí. Pro

pro kmitací cívku 4 Ω
 $C_1 = 32 \mu F, C_2 = 4 \mu F,$
 $L_1 = 1,25 \text{ mH } (\varnothing 0,8 \text{ mm Cu}),$
 $L_2 = 0,125 \text{ mH } (\varnothing 1,1 \text{ mm Cu})$

pro kmitací cívku 8 Ω
 $C_1 = 16 \mu F, C_2 = 2 \mu F,$
 $L_1 = 2,5 \text{ mH } (\varnothing 0,8 \text{ mm Cu}),$
 $L_2 = 0,25 \text{ mH } (\varnothing 1,1 \text{ mm Cu})$



Obr. 124. Příklad zapojení akustických výhybek

optimální rozměry cívky podle rov. (G)

$$N = 0,1 a_v (4a^2/d^2).$$

Odpor R_v vinutí cívky je

$$R_v = 3,6(N^2/a_v a) \cdot 10^{-5} [\rho = 1,8 \cdot 10^{-6} \Omega \text{cm}]$$

Za N^2 se dosadí z rovnice pro N a určí se střední poloměr vinutí

$$a = 55,8 \cdot \sqrt[3]{R_v d^4/a_v}.$$

Do rovnice pro R_v se dosadí za N^2 z rovnice (G) a za a z posledně uvedené rovnice. Určí se, že průměr vodiče má být

$$d = 0,85 \cdot \sqrt[8]{L^3/R_v a_v}.$$

Pro výpočet průměru vodiče se činitel vinutí použije 0,8 a po určení jeho průměru se zpřesní. Dosazením za d a a_v do rovnice pro výpočet se určí střední průměr cívky $2a$ a jeho dosazením do rov. (G) se určí počet závitů cívky. Kontroluje se, zda vypočtené údaje splňují zadání.

Vyskytují se i jiné vzorce s obdobnou stavbou, avšak s jinými činiteli. Pro výpočet mnohovrstvových válcových cívek se používá

$$L = T(4\pi^2 a^2 N^2/b) \cdot 10^{-9} \quad [\text{H, cm, závit}]$$

kde

$$T = 1/[1 + 0,9(ab) + 0,32(2c/a) + 0,84(2cb)].$$

Nevyhovuje-li navržená cívka požadavkům, je možné rozměry cívky upravit tak, že se při stejném počtu závitů mění indukčnost přímo úměrně s lineárními rozměry cívky a odpor vinutí naproti tomu nepřímo úměrně s jejími lineárními rozměry. Časová konstanta se potom mění s druhou mocninou změny lineárních rozměrů.

K úspěšnému návrhu cívky slouží rovněž poznatek, že maximálního činitele jakosti se dosáhne u cívek, u nichž je střední průměr přibližně dvojnásobkem její délky. Doporučuje se, aby byl splněn vztah $3c + 2b = d_2$. Dodržení těchto rozměrů však není příliš kritické.

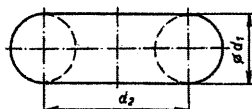
V nízkofrekvenční a přenosové telekomunikační technice se rovněž používaly vzduchové toroidní cívky. Mají menší rozptylové magnetické pole než cívky válcové. Nebylo proto nutné je vkládat do stínících kovových krabic. Toroidní vzduchové cívky mohly být spolu s toroidními cívkami s železoprachovými jádry vkládány v sestavách filtrů přímo na sebe. Hlavním důvodem jejich použití bylo zabránit intermodulačnímu zkreslení u výkonových filtrů.

Indukčnost kruhové jednovrstvové cívky s toroidním jádrem (obr. 125) o středním průměru d_2 a s kruhovým průřezem vinutí o průměru d_1 je:

$$L = 2\pi N^2 [d_2 - (d_2^2 - d_1^2)^{1/2}] \cdot 10^{-9} \quad [\text{H, cm, závit}].$$

U kruhových cívek, u nichž $d_2/d_1 > 10$, je indukčnost vinutí přibližně

$$L = \pi(d_1^2 N^2/d^2) \cdot 10^{-9} \quad [\text{H, cm, závit}].$$



Obr. 125. Jednovrstvová toroidní cívka s kruhovým průřezem

Pro orientační posouzení rozměrů toroidů s kruhovým průřezem je nejvhodnější volit k dosažení největšího činitele jakosti $d_1 = 0,34d_2$.

Činitel jakosti toroidních cívek je vždy podstatně menší než u válcových cívek s jednou nebo i několika vrstvami závitů.

Indukčnost kruhové jednovrstvové cívky s průřezem jádra pravoúhlého čtyřúhelníka, která má N závitů, vnější průměr d_2 , vnitřní průměr d_1 a výšku h je

$$L = 0,9 N^2 h \log(d_2/d_1) \cdot 10^{-9} \quad [\text{H, cm, závit}].$$

Otázky dlouhodobé stálosti a teplotní stálosti indukčnosti vzduchových nízkofrekvenčních cívek nejsou v popředí zájmu konstruktérů. Technické požadavky na nízkofrekvenční vzduchové cívky v elektronických zařízeních nejsou náročné. Cívky mohou mít širší tolerance indukčnosti a nevyžaduje se její přesné nastavování. Požadované indukčnosti se dosahuje odvíjením závitů.

O indukčnosti vzduchových cívek různého provedení je souborně pojednáno v [8], [9], [41], [42].

Vysokofrekvenční vzduchové cívky

Přesně vypočítat indukčnost vzduchových cívek - cívek bez jader - je složité. Výpočty se zjednodušují zavedením přibližných, empiricky odvozených vzorců. Tyto vzorce obsahují korekční činitele, určené z poměrných rozměrů cívek. Přesnost výpočtu indukčnosti je omezena rozsahem platnosti rozměrů cívek, pro které jsou vzorce určeny.

Vzorce vycházejí z vypočtené indukčnosti jednovrstvových cívek, u nichž jsou závitů idealizovány tenkými plochými vodiči, téměř se dotýkajícími. Podle autora se tento výchozí vzorec nazývá Nagaokův:

$$L = K(0,03948 a^2 N^2/b) \quad [\mu\text{H, cm, závit}]$$

Činitel K je závislý na poměru a/b (poloměr/délka vinutí) a je uváděn v tabulkách nebo diagramech [9]. Pro vícevrstvé cívky je tento vzorec korigován dalším činitelem

$$L = K(0,03948 a^2 N_2/b) - \Delta L,$$

kde

$$\Delta L = (0,01257 a c N^2/b)(0,693 + E).$$

Konstanta E pro korekci Nagaokova vzorce je uvedena opět v [9], c je výška vinutí.

Používané další vzorce, empiricky odvozené, jsou pro praktickou potřebu výhodnější. Indukčnost pro mnohovrstvové cívky (obr. 121)

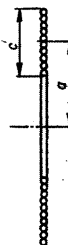
$$L = a^2 N^2 / (19a + 28b + 31c) \quad [\mu\text{H, cm, závit}].$$

Pro krátkou mnohovrstvovou cívku, u níž je $b < c$

$$L = 0,2 a^2 N^2 / (6a + 9b + 10c) \quad [\mu\text{H, cm, závit}].$$

Vzorec je blízký vzorcům, který byl uveden v minulé kapitole.

Obr. 126. Jednovrstvová, válcová plochá cívka



Pro jednovrstvovou válcovou cívku pro $b > a$ je

$$L = a^2 N^2 / (23a + 25b) \quad [\mu\text{H, cm, závit}].$$

Pro případ, že $b < a$, je

$$L = a^2 N^2 / (2a + 28b) \quad [\mu\text{H, cm, závit}].$$

Pro jednovrstvovou válcovou nebo plochou cívku (obr. 126)

$$L = a^2 N^2 / (28a + 28c) \quad [\mu\text{H, cm, závit}]$$

$$L = 0,2 a^2 N^2 / (8a + 11c) \quad [\mu\text{H, cm, závit}].$$

Jak je zřejmé, je vypočítaný počet závitů pro žádanou indukčnost podle těchto vzorců málo přesný, musí se proto obvykle zvětšit o 5 až 10 %. Žádanou indukčnost lze pak přesně nastavit odvinutím závitů.

Hlavní přínos šroubového jádra, které se používá u válcových vzduchových cívek, není ve zvětšení indukčnosti cívek, ale v možnosti nastavovat jejich indukčnost na potřebnou velikost.

Pro zmenšení vlastní kapacity vinutí se používá křížové vinutí. Indukčnost cívky navinuté křížově s rozměry podle obr. 121 je

$$L = a^2 N^2 f(p, q) \cdot 10^{-9} \quad [\text{H, cm, závit}]$$

kde $p = c/2a$ a $q = b/c$, a je střední poloměr cívky v cm, c výška vinutí v cm a b délka vinutí cívky v cm. Je-li poměr $b/c > 1$, pak se dosadí $p = b/2a$, $q = c/b$. Průběh $f(p, q)$ v závislosti na p a q je v diagramu na obr. 127.

Pro odhad indukčnosti jednovrstvových i vícevrstevných válcových cívek se používá vzorec

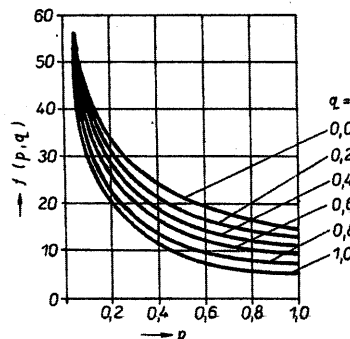
$$L \sim K N^2 a \quad [\mu\text{H, cm, závit}],$$

kde K je:

pro křížové vinutí cívky do $N = 200$ závitů 0,015 až 0,020,

pro válcové cívky pro $2a/b \sim 1$ asi 0,02 až 0,025,

pro válcové cívky s feritovým šroubovým jádrem o \varnothing 5 až 10 mm a délkou 15 až 25 mm 0,02 až 0,03.



Obr. 127. Diagram k výpočtu křížové vinutých cívek

Vzduchové cívky se stejným počtem závitů a stejnými poměry rozměrů mají indukčnost, která je úměrná střednímu průměru vinutí.

Vzduchové vinuté cívky se používají v kmitočtovém rozsahu mF, V a vHF. V rozsahu V a f (nízké kmitočty) se vzduchové cívky používají mimořádně, obvykle jen při přenosu větších elektrických výkonů, jako u nf elektrických výhybek, elektrárenských přenosových zařízení, které s ohledem na nelineární cívky s magnetickým jádrem nemohou mít magnetické jádro.

Mnohovrstvové válcové cívky dosahují sice velké indukčnosti vzhledem k činnému odporu vinutí, ale nevýhodou je jejich vnější magnetické pole. Proto používají-li se vzduchové cívky, například ve filtrech, u nichž je třeba zachovat malý objem, používají se navinuté na kruhovém jádru. Je-li vinutí rovnoměrně rozloženo a navinuto v několika vrstvách, je vnější pole kruhové cívky značně zeslabeno. Činitel jakosti těchto cívek při stejném objemu v porovnání s cívkami válcovými je však menší.

Protože indukčnost vinutí je při zachování poměrných rozměrů a při stejném počtu závitů vinutí přímo úměrná lineárnímu rozměru, je teplotní koeficient délkové roztažnosti přibližně i teplotním koeficientem indukčnosti cívky. Keramika nepodléhá stárnutí ani vlivům vlhkosti a vzhledem k tomu, že její lineární teplotní činitel roztažnosti v rozmezí teplot 20 až 100 °C je menší než $10 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, mění se indukčnost cívek v důsledku změny rozměrů nosného tělíska z keramiky jen nepatrně. Teplotní činitel délkové roztažnosti hmoty jako bakelitu, organického skla, polystyrolu, trolitolu ap. je desetinásobně větší.

Při neodborném navinutí válcové cívky (nedostatečné utahování závitů) se mohou závity posouvat, čímž se mění indukčnost cívky. Proto vysokofrekvenční vzduchové cívky, u nichž je kladen zvláštní důraz na stabilitu indukčnosti, např. pro účely měřicí techniky, nejsou vinuty, ale jako vodič slouží tenká vrstva stříbra v laku, nanesená na cívkové nevypálené keramické tělísko v závitových drážkách a současně s ním je vypalována. Tímto způsobem je zabráněno posunutí závitů a změny indukčnosti jsou způsobeny pouze roztažností keramického tělíska. Tak se vyrábějí cívky válcové s indukčností od 1 do 100 μH , ploché cívky, jež mají vodičovou vrstvu ve tvaru spirály s indukčností v rozmezí od 1 do 60 μH . Tolerance indukčnosti těchto cívek bývají zaručovány v rozsahu +10 %.

Železová jádra

Značného uplatnění dosáhla železová jádra vyráběná lisováním izolovaného prášku z magneticky měkkého materiálu s malou koerzivní silou a velkou permeabilitou. Jádra se proto také někdy označují jako železoprachová.

Vývoj železových jader byl ukončen ještě před nástupem feritů, jak po stránce materiálové, tak i z hlediska tvarových aplikací. V současné době vyrábějí z tohoto materiálu jen někteří výrobci válcová ladící jádra pro ladění feritových hrnčkových jader a kruhová jádra, pro odrušovací cívky a filtrační tlumivky měničů napětí.

Zvětšováním objemu izolační látky lze postupně zmenšovat permeabilitu jader. Průmyslově se vyráběla jádra z jemných prachů s odstupňovanou permeabilitou v rozsahu $\mu_{\text{r}} = 7$ až 150.

Se změnou objemu izolační látky se mění teplotní závislost permeability výrobku. Ta je určena výslednou teplotní závislostí magnetického materiálu jádra a roztažností jednotlivých složek v závislosti na teplotě. Jádra s větší permeabilitou mají zpravidla větší teplotní činitel permeability. Ten však podle základního magnetického materiálu může být jak kladný, tak i záporný. Volbou směsi magnetických prachů může být i nulový.

Permeabilita železových jader nepodléhá jen změnám tepelným a magnetickým, ale i časovým a klimatickým. Železové jádro je heterogenní směsí magnetických a izolačních částí. Nejvíce se permeabilita jádra mění v době tisíce hodin po jejich výrobě. Přibližně po roce jsou již vlastnosti železových jader prakticky stabilní. Některé zahraniční telekomunikační firmy používaly proto železová jádra ve svých výrobcích až po ročním skladování. Vlivem navlhavosti izolačního materiálu nebo jeho reakcí s impregnačním materiálem se může měnit „mikroskopická“ poloha částic jádra, která má pak za následek zmenšení jeho kruhové permeability. Změna permeability vlivem navlhavosti jádra kolísá v ročních intervalech nepravidelně, přibližně o $\pm 0,2$ až $0,3$ %.

U kruhových železových jader, které byly typickým jádrem přenosové techniky, se kladou u cívek se symetrickým vinutím velké požadavky na magnetickou homogenitu jádra. Je nutné, aby se cívky se symetrickým vinutím, jejichž vinutí je na protilehlých částech téhož jádra, lišily maximálně o několik desetin procenta. Protože je však výroba dokonale magneticky homogenních jader náročná, zjišťuje se osa magnetické homogenity pro jádra se symetrickým vinutím měřením a na jádrech se vyznačuje.

Podle druhů základního magnetického materiálu se rozeznávají železová jádra s materiálem železným a železným legovaným. Východí surovinou pro jádra první skupiny je čisté železo,

získávané karbonylovým postupem výroby. Jako surovina pro železová jádra s železným legovaným materiálem se používá buď trojná slitina Al-Si-Fe, nazývaná alsifer, nebo slitina železa s niklem, nazývaná permalloy. Odtud jsou potom odvozena pojmenování jader jako jádra karbonylová, sendastová nebo permalloyová (pojmenování sendast vzniklo ze zkratky japonského města, v němž byl alsifer vyvinut a anglického slova dust - prach).

Podle technologie výroby se rozeznávají jádra železová lisovaná a železová stříkaná. Pro výrobu stříkaných jader jsou podle normy ČSN 35 8460 výchozím materiálem též rozdrčená železová jádra různých vyřazených typů - druh A. Jádra druhu B a D se vyráběla ze speciálních prachů.

Izolovaný prášek se lisuje na hydraulických lisech do žádaného tvaru jádra v ocelových nástrojích tlaky do $2 \cdot 10^8$ pascalu (20 t/cm²). Impregnace a povrchová ochrana proti korozi je u železových lisovaných jader důležitá, neboť v důsledku velkých lisovacích tlaků se porušuje izolační vrstva a na styčných plochách jádra s lisovacím nástrojem kov zůstane obnažený. Vlivem vlhkosti mohou jádra v těchto místech rezavět.

Lisovaná jádra se impregnují ponořením do bakelitového laku. Povrchová ochranná barevná vrstva pro rozlišení magnetických vlastností jader se vytváří stříkáním zředěným nitrolakem, epoxidovou pryskyřicí, nebo jiným vhodným prostředkem. Elektrická izolační vrstva proti jádru se vytváří fluidizací apod. Lisovaná jádra se používají v rozsahu teplot -25 až +140 °C.

Jádra se stříkají tlaky $0,5 \cdot 10^8$ pascalů (5 t/cm²). Stříkaná jádra lze používat v rozmezí pracovních teplot od -25 do +55 °C. Lisovaná jádra se pro zvětšení mechanické pevnosti a magnetické stability tepelně zpracovávají. Výlisky se suší při teplotě 90 °C. Umělé stárnutí probíhá při 130 °C v několika cyklech.

Kruhová permeabilita u nás dříve vyráběných a používaných stříkaných a lisovaných železových jader je v tab. 43. Jádra byla charakterizována kruhovou permeabilitou, rozměry, materiálovými konstantami h , w , n , teplotním činitelem permeability a magnetickou nestabilitou (připustná změna indukčnosti po proudovém nárazu stejnosměrného proudu o definovaném průběhu).

Pro lepší tepelnou i časovou stabilitu a větší rozsah pracovních teplot se v technicky náročných zařízeních

Tab. 43. Kmitočtová oblast vhodně permeability železových jader

Permeabilita materiálu (v toroidu)	Kmitočtová oblast použití
2 až 5 (stříkaná)	1 až 30 MHz
5 až 20 (lisovaná)	100 kHz až 1 MHz
20 až 50 (lisovaná)	10 až 100 kHz
50 až 150 (lisovaná)	pod 10 kHz

dávala přednost lisovaným železovým jádrům před jádry stříkanými. Pro výběr jader s velkou časovou stálostí je nutné, aby železová jádra obsahovala co nejméně izolačního materiálu a pojidla, které navlhá. Pronikání vlhkosti se zpomaluje impregnací cívek a jader. Přesto nelze pro dlouhodobý provoz cívek počítat s jejich stálostí větší než 0,1 %. Zabránit navlhavosti železových jader je možné jen jejich hermetizací. Zmenšování permeability jader impregnovaných vosky nebo laky při teplotě 60 až 110 °C, souvisí s vlastnostmi impregnační hmoty a s teplotní změnou jádra, která je spojena s nevratnou změnou permeability. Při impregnaci cívek je však tato změna stálá a při výrobě lze s ní předem počítat. Je největší bezprostředně po impregnaci a postupně se do 24 hodin zmenšuje. Potom se už neprojevuje. Podle druhů jader a teploty způsobuje impregnace změnu indukčnosti až -1 %. Stříkaná jádra se neimpregnují.

Rozměry lisovaných kruhových a hrníčkových železových jader jsou odůvodněny jednak technologickými požadavky výroby (jako půlení jejich výšky, zaoblení hran jader), jednak požadavkem dosáhnout optimálních elektrických vlastností cívek s těmito jádry, především co největší časové konstanty indukčnosti. Optimální rozměry kruhových železových jader jsou takové, u nichž poměr vnějšího a vnitřního průměru je přibližně 1,5 a poměr výšky k vnitřnímu průměru přibližně 0,67.

Výhodou cívek s kruhovými železovými jádry, jsou-li pravidelně ovinuta, jsou velmi malá vnější pole, takže tyto cívky i bez stínících krytů je možno umísťovat těsně vedle sebe, aniž by se magneticky vázaly. Tuto výhodu nemají hrníčková železová jádra. Přestože se používají se stínícími kryty z hliníku, není vnější rušivé magnetické pole těchto cívek zcela odstraněno. Proto při konstrukčním uspořádání cívek, u nichž nesmí dojít k vzájemné vazbě, je třeba, aby jejich osy byly vzájemně kolmé.

U železových jader je možnost vhodné kompenzovat teplotní činitel permeability. Používají se tři způsoby:

a) kombinace jader, která skládají magnetický obvod a jsou vyrobena z železových prachů a o různém teplotním činiteli permeability,

b) kombinace železových prachů o různém teplotním činiteli, z nichž se potom jádra lisují,

c) použití prachů o definovaném teplotním činiteli permeability, který je podmíněn jejich chemickým složením.

Prvního způsobu se využívá při kombinaci karbonylového jádra s jádrem sendastovým (pro rozsah teplot 0 až 60 °C), neboť karbonylová jádra s kruhovou permeabilitou větší než 18 mají kladný teplotní činitel permeability a sendastová jádra záporný.

Druhý způsob se používá při výrobě permalloyových železových jader. Curieho teplota u slitiny Mo-Fe-Ni závisí značně na obsahu molybdenu. Se zvětšujícím se obsahem molybdenu se Curieho teplota snižuje tak, že např. při obsahu 12 % Mo a 81 % Ni je 20 °C. Při smíšení prášků s různým obsahem molybdenu kompenzuje část prášků s větším obsahem molybdenu kladný teplotní činitel permeability základního materiálu, neboť prášky s větším obsahem molybdenu přestávají být magnetické se zvětšujícím se teplotou, tím se vlastně zmenšuje aktivní průřez magnetického jádra a tím i jeho permeabilita. Vyrábějí se jádra, která v rozsahu teplot -55 až 85 °C mají změnu indukčnosti menší než 0,5 %.

Třetí způsob se používá při výrobě sendastových jader, u kterých lze složením slitiny v určitém rozsahu regulovat jejich teplotní činitel permeability.

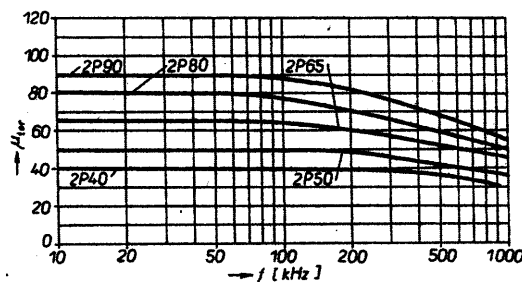
Předností druhého způsobu je, že teplotní závislost je vykompenzována na nulu, a to v přechodných stavech teploty, což je zvláště výhodné u přenosových zařízení, u nichž není vyloučena možnost provozu v prostředí i s náhlými tepelnými změnami. Pro různou tepelnou vodivost obou částí, z nichž se jádro skládá, tomu tak není u jader kompenzovaných podle prvního způsobu, takže v přechodových podmínkách teploty obě části jádra mohou mít pro odlišnou tepelnou vodivost různou teplotu. Výhodná je kompenzace teplotní závislosti podle způsobu třetího, neboť tato jádra se vyrábějí i s definovaným teplotním činitelem permeability (ne nulovým), takže nulového teplotního činitele (např. obvodů LC) se dosahuje volbou kondenzátoru o určitém teplotním činiteli permittivity.

Tím, že se železová jádra vyrábějí v odstupňované řadě permeabilit, je možno volit jádro o určité permeabilitě, o určitém teplotním činiteli permea-

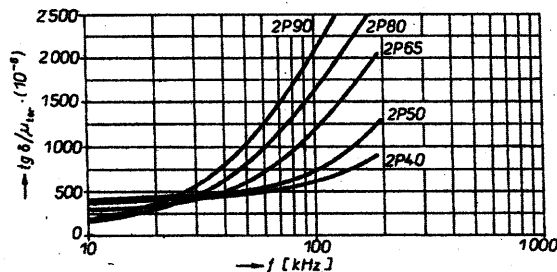
ovlivnit činitele jakosti cívky. I když výpočet ztrát cívky s kruhovým jádrem je možný, je vždy málo přesný a stejně závisí na řadě změřených konstant (údaje o jádru, o vinutí, o drátech, impregnační hmotě apod.) V praxi se proto dává přednost metodě, která vychází ze změřené závislosti činitele jakosti na kmitočtu pro různé indukčnosti a různé kvality drátu použitého pro vinutí.

Cívky s železovými kruhovými jádry i stříkanými železovými hrníčkovými jádry byly postupně nahrazovány cívkami s feritovými jádry, s nimiž mají cívky lepší vlastnosti a jsou i levnější. Pro některé nové aplikace magnetických materiálů se však ukázala železoprachová kruhová jádra výhodnější. Je to např. u proudové nekompenzovaných odrušovací cívek, u nichž je možné požívat magnetické pole v jádru 2000 až 3000 A/m. Podobné jsou tato jádra výhodná pro filtrační tlumivky spínacích zdrojů. Odpadá hledání vhodné mezery pro dosažení žádané permeability, neboť kruhová jádra jsou již vyráběna s určitou permeabilitou a tou je již určen průběh vratné permeability. Rovněž odpadá armatura. Jádra jsou vinuta v jedné vrstvě přibližně v jedné čtvrtině obvodu a vývody jsou přímo zapájeny do desky s plošnými spoji. Pro uvedené aplikace není však nutné dosahovat tak nízkých ztrát. To umožňuje používat objemnější železoprachové částice s menšími nároky na technologii jejich zpracování, což vede ke zlevnění výrobku. Ztráty u takových železových jader v závislosti na kmitočtu lze přirovnat ke ztrátám jader vinutých z pásek Fe-Si nebo permalloyů o tloušťce kolem 0,1 mm s odpovídající mezerou a zjišťovaných při téže magnetické indukci (do 300 mT). Jádra vyráběná z objemnějších částic mají poměrně menší objem pojidla, což umožňuje získat kruhovou permeabilitu až 500. Na obr. 128 až

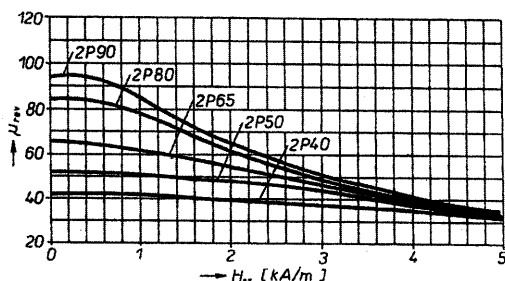
Obr. 128. Závislost μ_{tor} na kmitočtu



Obr. 129. Závislost $\lg \delta/\mu_{\text{tor}}$ na kmitočtu ($B = 0,1 \text{ mT}$)



bility a popř. určitém činiteli hysterezních ztrát a tím dosáhnout vlastností, které vyžadujeme. Volbou velikosti jader a volbou velikosti permeability lze



Obr. 130. Závislost vratné permeability na poli předmagnetování H_{ss}

Tab. 44. Rozměry toroidů (vnější průměr, vnitřní průměr, výška)

Velikost	Bez izolace			S izolací			l_s [mm]	l_s/S_j [mm ⁻¹]	V_j [mm ³]
	d_1	d_2	h	d_1	d_2	h			
	[mm]								
1	7,5	4,14	2,95	7,8	3,84	3,25	17,3	3,58	83
2	12,3	8	4,43	12,7	7,7	4,83	30,9	3,3	290
3	17,1	9,8	4,43	17,5	9,4	4,83	40,1	2,55	633
4	19,9	12,9	5,95	20,2	12,6	6,35	49,9	2,44	1020
5	23,5	14,6	7,52	23,9	14,2	7,92	57,6	1,76	1895
6	26,5	14,9	10,7	26,9	14,5	11,1	61,6	1,02	3720
7	32,6	20,2	10,7	33	19,8	11,1	79,9	1,23	5200

obr. 130 jsou některé typické průběhy vlastností těchto jader, která jsou vyráběna firmou Philips. Jejich rozměry jsou v tab. 44. Podle doporučení IEC dokumentu 205 jsou rozměry železoprachových kruhových jader mezinárodně dohodnuty.

Při výpočtu vinutí cívek s kruhovými jádry je třeba mít na zřeteli, že permeabilita jader má výrobní rozptyl a že přesně nastavit indukčnost cívek lze jen změnou počtu závitů. Proto se vždy navine o několik závitů více, než bylo navrženo, aby se při nastavování indukčnosti na přesnou velikost závitů jen odvíjely.

Dále je uveden postup, který byl zaveden při výpočtu cívek s toroidními železoprachovými jádry. Metoda výpočtu a uspořádání podle tab. 45 je

Tab. 45. Tabulka pro výpočet kruhových cívek s nejčastěji u nás se vyskytujícími jádry

Označení jádra	T59.12	T40.7	T33.5
d_1 [mm]	59	40	33
d_2 [mm]	36	24,5	18
r [mm]	24	14	10
h [mm]	5,75	3	2
Jádro	1	2	3

Jádro		1	2	3
Délka magnetické siločáry	l_s [cm]	14,9	10,1	8,0
Průřez jádra	S_j [cm ²]	2,48	1	0,75
Počet závitů $N = \alpha \cdot \sqrt{L/\mu_{tor}}$ [mH]	$\alpha =$	690	890	950
Průřez pro běžné vinutí	[mm ²]	670	175	110
Průřez pro vinutí dvoudílné	[mm ²]	620	165	100
Průřez pro vinutí čtyřdílné	[mm ²]	550	150	-
Objem jádra	V_j [cm ³]	37	10,2	6
Odpor vinutí R [Ω] = gL [mH]/ μ_{tor}	$g =$	2,2	8,8	11
Vnější rozměry 100% navinuté cívky	[mm]	40×35	46×22	38×18

využitelná i při návrhu vinutí s toroidy jiných rozměrů.

Indukčnost

$$L = \mu_0 \mu_{tor} N^2 (S_j / l_s),$$

úpravou se získá

$$N = \sqrt{L l_s / \mu_0 \mu_{tor} S_j} \quad [\text{závitů, H, m, H/m}].$$

Protože konstrukční rozměry jsou pro určitý typ jádra stálé, zavádí se pro výpočty závitový činitel jádra. Indukčnost se obvykle potom počítá v [mH] s rozměry jádra v [cm]

$$\alpha = \sqrt{l_s / 0,4 \pi S_j} \cdot 10^5 \quad [(\text{mH})^{-1/2}, \text{cm}].$$

Předchozí výraz pro výpočet počtu závitů se zjednoduší na praktický tvar

$$N = \alpha \sqrt{L / \mu_{tor}} \quad [\text{závitů, (mH)}^{-1/2}, (\text{mH})^{1/2}]$$

Velikosti závitového činitele pro u nás dříve používaná železoprachová kruhová jádra jsou v tab. 45. Současní výrobci však uvádějí většinou velikosti konstanty A_L .

Při ovíjení toroidních jader jsme omezení vnitřním otvorem ovinutého jádra, jehož minimální velikost je nutno dodržet, aby článek ovíjecího stroje volně procházel. Článek je zásobníkem, z něhož se odvíjí drát pro vinutí cívky.

Označí-li se největší průřez vinutí, který lze využít, S_v , může se do tohoto průřezu navinout N závitů vodičem o čistém průměru d . Činitel vinutí nebo činitel plnění mědi je při vinutí kruho-

vých jader menší než pro vinutí válcové. Pro vinutí kruhových cívek se používají vodiče s lakovou izolací a opředené hedvábím, nebo se zesílenou lakovou izolací. Činitel plnění mědi z tohoto důvodu (i pro horší ukládání vodičů na vnitřním průměru jádra) se pohybuje od 0,4 u nejtenších drátů do 0,6 u nejtlustších. Jako střední velikost se používá 0,55.

Odpor vinutí cívky

$$R_v = \rho (N^2 l_v) / (f_{Cu} S_v).$$

Dosažením za N z předposlední rovnice je odpor vinutí

$$R_v = \rho \alpha^2 (l_v / f_{Cu} S_v) (L / \mu_{tor}),$$

$$[\Omega, \Omega \text{cm}, (\text{mH})^{-1/2}, \text{cm}, \text{mH}].$$

První činitel je konstantní pro určitou velikost jádra a pro střední velikost f_{Cu} . Označuje se jako činitel činného odporu vinutí jádra, g [Ω/mH]. Stejněsměrný odpor vinutí je potom určen jednoduchým vztahem

$$R_v = g (L / \mu_{tor}) \quad [\Omega, \Omega/\text{mH}, \text{mH}].$$

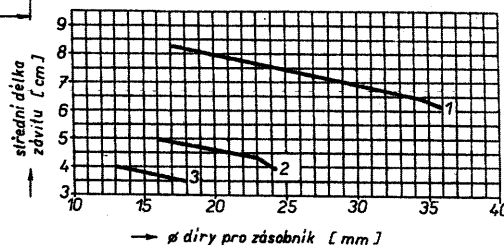
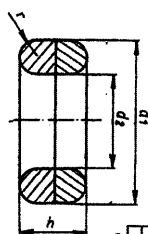
Konstanty g pro používaná jádra jsou také v tab. 45.

Průměr vodiče se vypočítá z již známého odporu vinutí cívky, ze známého počtu závitů a střední délky závitů určené z tab. 45

$$d = 2 \sqrt{\rho N l_v / R_v}.$$

Miniaturní cívky pro povrchovou montáž a hybridní integrované obvody


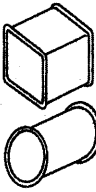
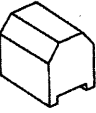


Technologie miniaturizace vinutých cívek a transformátorů patrně vyčerpává své možnosti. Jaký důmysl byl vynaložen na zlepšení technických a hospodářských parametrů sdělovacích zařízení můžeme sledovat např. na pupinačních cívkách, které umožnily bez zesilovačů srozumitelný telefonní přenos na rekordní vzdálenost 1350 km již v roce 1905. Monopolním uživatelem Pupinova vynálezu pro celou Evropu se stala firma Siemens. Tehdy se ještě vyráběly dvoucívkové jednotky, pro pupinaci jen kmenových vedení, které byly vkládány do telefonních vedení přibližně po 2 km. Jádra cívek vyráběla firma svinutím tvrdého lakovaného ocelového drátu o průměru 0,1 mm do toroidu. Vnější průměr navinuté cívky byl 215 mm, výška 98 mm, hmotnost 11 kg. Permeabilita jádra byla 60 až 90. Hybnou silou v hledání nových magnetických materiálů pro tento výrobek byla nestabilita indukčnosti cívek v důsledku bouření indukovaných proudů a indukci z trakčních vedení. V osmdesátých letech, kdy končila výroba pupinačních cívek a telefonní vedení se již naopak „depupi-



novala", feritová pupinační cívka váží 30 g a měla objem 6 cm³. Efektivní permeabilita hrníčkového jádra byla 250. Cesta pupinační cívky od jejího objevu až po její nahrazení jinými principy je obdivuhodná. Mezi jádry z ocelových drátů a feritovými byly používány čtyři druhy jader z magnetických prachů - z elektrolytického železa ($\mu \sim 50$), z karbonylového železa ($\mu \sim 50$), sendastového prachu ($\mu \sim 60$), permalloyového prachu ($\mu \sim 125$) a jádra z kovového magnetického pásu zn. Izoperm ($\mu \sim 100$), který byl předchůdcem jader vyráběných z magnetických prachů.

Současná přenosová zařízení telekomunikační techniky, zařízení pro automatizaci a elektronická zařízení pro energetiku se neobejdou bez cívek a transformátorů, i když jejich použití je nepřijemné a vynucené jen nezbytností. Podíl ruční práce na výrobě cívek a transformátorů je značný, jejich objem k ostatním obvodovým součástkám je nepřiměřený. Snaha vyloučit zcela cívky a transformátory jako obvodový prvek jsou zatím málo úspěšné. Nejvíce se jejich používání omezovalo v číslicové technice, kde se již vyskytují ojediněle. Význam cívek pro vf laděné obvody poklesl uplatňováním mechanických rezonančních soustav. Požadavek vývoje i výroby cívek pro vf laděné obvody pro povrchovou montáž a pro HIO jako diskretních součástek, jejichž technologie výroby i vlastnosti se přibližují technologické úrovni současných zařízení, však stále trvá. Přes všechny dosavadní málo úspěšné pokusy o náhradu klasického vinutí se zatím jako nejschůdnější cesta dalšího vývoje jeví pokračující miniaturizace dosud používaných vinutých cívek a transformátorů.

Mnohovrstvové soustavy složené z feritové pasty a vodivé pasty napodobují vinutí (obr. 131). Po zhotovení žádaného počtu závitů se vyvede poslední závit. Celek je potom sintrován. Touto technologií se vyrábějí cívky o indukčnosti 47 nH až 220 μ H v řadě

čip cívky, vyrobený mnohovrstvou technologií		$l = 1,6 \text{ až } 5,6$ $\bar{s} = 0,8 \text{ až } 2,5$ $v = 0,9 \text{ až } 2,5$	47 nH až 220 μ H, rozměry [mm] podle indukčnosti, výroba v řadě E12, tolerance 20 (10) %, teplotní rozsah použití -20 až +50 °C, TK ~ 5.10 ⁻⁴ /°C, proud cívkou 300 mA až 5 mA												
mikročip vinuté cívky		$l = 3,2$ $\bar{s} = 2,5$ $v = 2,5$ $\varnothing = 2,5$ $l = 3,2$	10 nH až 1 mH, rozměry [mm] podle indukčnosti, výroba v řadě R10, neladěné, tolerance indukčnosti 20 (10) %, teplotní rozsah použití 25 až +85 °C, TK ~ $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ /°C, magneticky stíněná, vysoký vlastní rezonanční kmitočet, první typ pro proudy 790 mA až 5 mA, druhý typ 1900 mA až 11 mA												
mikročip vinuté cívky		$l = 3,5 \text{ až } 4,5$ $\bar{s} = 2,5 \text{ až } 3,5$ $v = 1,2 \text{ až } 5$	10 μ H až 220 μ H v řadě E12, 1 μ H až 1000 μ H v řadě E12, 1,2 μ H až 10 mH v řadě E6, rozměry [mm] podle indukčnosti, neladěné, tolerance indukčnosti 5 %, teplotní rozsah použití -20 až +100 °C, s magnetickým stíněním i bez, TK ~ 0 až 5.10 ⁻⁴ /°C, proud cívkou 450 mA až 50 mA bez magnetického stínění 1 μ H až 1800 μ H v řadě E12, neladěné, tolerance indukčnosti 10 %, teplotní rozsah použití -20 až +100 °C, TK ~ 2.10 ⁻⁴ /°C, proud cívkou 1,8 A až 60 mA												
čip transformátoru		EE5 9 - 4,5 - 5 (6) EE12 14 18 6 (6) ER9,5 13 10 6 (8) ER11 13 12 6 (8) ER14,5 16 15 9 (10) toroid T2, $\varnothing 4/\varnothing 2$ (4), 1,5 kV/1 min.	rozměry $l - \bar{s} - v$, v závorce počet vývodů, 500 V/1 min.												
čip impulsního transformátoru		<table border="1"> <thead> <tr> <th>l</th> <th>\bar{s}</th> <th>v</th> <th>ET [Vμs]</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>6</td> <td>6</td> <td>5</td> <td>1 až 2</td> </tr> <tr> <td>10</td> <td>10</td> <td>5</td> <td>4 až 10</td> </tr> </tbody> </table>	l	\bar{s}	v	ET [V μ s]	6	6	5	1 až 2	10	10	5	4 až 10	pracovní teplota 0 až +70 °C, počet vývodů 6
l	\bar{s}	v	ET [V μ s]												
6	6	5	1 až 2												
10	10	5	4 až 10												

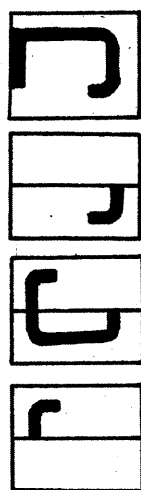
Obr. 132. Údaje čipů cívek a transformátorů (podle katalogu fy TKD, SRN)

E12 s tolerancí 20 %. Průměrný teplotní činitel indukčnosti je +5.10⁻⁴/°C. Jsou vyráběny jako destičky. Největší z nich má rozměry 5,6x2,5x2,5 mm (délka x šířka x výška). Protože cívky jsou vyráběny pro povrchovou montáž (SMD) a pájeny technologií zv. přetažení (reflow soldering), mají kontaktní plošky po obvodu při čelech destičky.

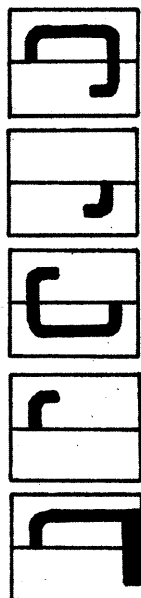
Cívky a transformátory pro HIO jsou bez svorkovnice s volně pájenými vývody. Miniaturní cívky a transformátory pro montáž na desky s plošnými spoji jsou se svorkovnicemi, na které jsou připájeny vývody. Jejich rozteč je definována rastrem 2,54 mm. Dodržování rozteče vývodů je velkým omezením pro miniaturizaci.

Cívky a transformátory vsazované do plošných spojů pro povrchovou montáž mají většinou svorkovnice, které jsou součástí cívkového tělíska, s pájecími ploškami. Pájecí plošky mají velikost 0,6x1,7 nebo 0,8x0,8 nebo 0,7x0,5 mm. Rozteč bývá 1,85; 2,0 nebo 2,54 mm. Některé cívky mají tvar hranolu nebo válce. Vývody jsou potom po obvodě (obr. 132). Hranol o základně 4x3,2 mm a výšce 3,5 mm obsahuje navinuté rolničkové jádro, které je zalísované do hranolu uvedeného rozměru. Cívka je neladěná. Cívky se dodávají s indukčností od 10 nH do 1 mH v řadě R10. Plášť rolničkového jádra působí jako magnetické stínění. Pro snadnější průmyslovou výrobu desek s povrchovou montáží a velkou hustotou součástek převládá již nyní tato technologie nad technologií montáže součástek na jednovrstvových i dvouvrtvových deskách s předepsaným rastrem pro vývody. Desky pro povrchovou montáž jsou téměř výhradně osazovány součástkami automaticky.

První součástky pro tuto montáž začaly být vyráběny v roce 1977. Součástky stejného značení jsou umístěny na pásku širokém 12 mm, který je navinutý na cívkovém tělisku. Odtud si je osazovací automat vybírá a pokládá je kontaktními ploškami na kontaktní plochy plošných spojů. Kontaktní plochy plošných spojů jsou opatřeny lepicí pastou, která obsahuje



1. Na feritovou vrstvu se nanese vodivá pasta, která tvoří vývod a část závitů
2. Polovina závitů se zakryje feritovou vrstvou
3. Vodivou vrstvou se dokončí první závit
4. Feritovou pastou se zakryje část závitů



5. Vodivou pastou se vytvoří část dalšího závitů
6. Polovina závitů se zakryje feritovou vrstvou
7. Vodivou pastou se dokončí druhý závit
8. Polovina závitů se zakryje feritovou vrstvou. Postup se opakuje.
9. Po vytvoření požadovaného počtu závitů se vytvoří vývod.

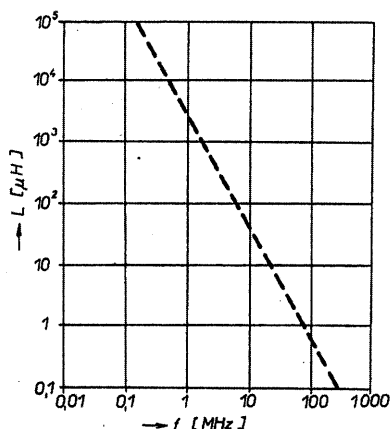
Obr. 131. Princip vertikálního vinutí, které je vytvořeno mnohovrstvou tlustovrstvou technologií

cín. Přetavením při teplotě 215 °C/40 s (nebo 235 °C/20 s či 260 °C/10 s) se vzájemně spojí kontaktní plochy. Automatické osazování součástkami včetně cívek a transformátorů povrchovou montáží je zavedeno ve výrobě autopřijímačů, videí, kazetových přehrávačů apod.

Hodně se očekávalo od „tištěného“ vinutí. Vinutí ve tvaru spirály bylo vypleťáno do měděné fólie, umístěné na izolační podložce, nebo na feritovém substrátu. Šířka vodivého pásu byla 0,2 mm a mezera mezi závitů rovněž 0,2 mm. Vyráběly se tak cívky, které dosahovaly většího průměru až 30 mm a vnitřního průměru 12 mm. Taková cívka na izolačním magnetickém podkladu měla indukčnost až 3,5 µH a činitel jakosti při 10 MHz byl 30. Feritový podklad o tloušťce 100 µm na izolační keramické podložce se získával chemicky a zvětšoval indukčnost až 3krát. Takové čipy s indukčností jen několik jednotek µH, ačkoli nejsou z hlediska rozměrů HIO rozměrné, způsobují velké rozptylové magnetické pole, které se obtížně omezuje stíněním, a které dále zhoršuje i tak malý činitel jakosti. Zdá se, že tato technologie není perspektivní a že nepřekonala vlastností i možnosti vinuté cívky s feritovým jádrem. Při obráceném postupu se pokládají feritové destičky („brikety“) na plošné spoje vinuté (destička má rozměry 1,5x2,5x3 mm - tloušťka x šířka x délka), pak lze získat indukčnost od 0,01 do 1000 µH. Uspořádáním destiček lze i hrubě nastavovat indukčnost.

Jednovrstvové vinutí na feritovém válečku délky 5 mm o průměru 2 mm může dosáhnout indukčnosti až 10 µH a činitele jakosti většího než 10 v kmitočtovém rozsahu stovek kHz. Magnetické pole takových cívek (především na štíhlých tyčích) lze snáze stínit. Obdobně navinutá cívka vodičem o větším průměru měla při indukčnosti 33 µH jakost $Q = 65$ na kmitočtu 45 MHz. Nedostatkem je nemožnost plynule měnit indukčnost. Nastavovat indukčnost odvíjením závitů je přijatelné u cívek s počtem závitů větším než 100.

Feritový materiál jader cívek musí mít i malou teplotní závislost permeability, čehož zatím nelze u obvodů nepřerušných mezerou (i se současnými ferity) dosáhnout. Přesto pro některé aplikace se používají pro cívky nedělené toroidy. Pokud je měrný odpor feritu větší než $10^5 \Omega \cdot \text{cm}$, je vinutí navinuto přímo na feritovém jádru - proto bývají hrany toroidů již zkoseny. Jádra s menším měrným odporem se pokrývají izolační vrstvou, vytvořenou fluidizací. Protože vlastní kapacita vinutí cívky se zmenšuje téměř přímo úměrně se zmenšujícími se rozměry cívky, není zvlášť u vícevrstevných cívek její vliv tak kritický (obr. 133). Cívka o indukčnosti 1 mH o objemu



Obr. 133. Přibližný vlastní rezonanční kmitočet miniaturních cívek a cívek pro SMD s feritovým jádrem

100 mm³, která je navinuta na feritovém toroidním jádru, dosahuje na 1 MHz činitele jakosti 50. Cívka obdobné velikosti o indukčnosti 33 µH měla $Q = 65$ na 2,5 MHz. Teplotní činitel indukčnosti cívek však není obvykle vyhovující.

Pro vinutí cívek s jednou vrstvou vinutí byly vypracovány technologie, vycházející z nastavování odporu vrstevných rezistorů broušením šroubovité drážky. Do poměděného feritového válečku (nebo skleněného či keramického) se laserovým paprskem vypaluje drážka tak, aby se souvislá plocha přeměnila na jedno vinutí. Dosahuje se indukčnosti do 100 µH s maximálním činitelem jakosti větším než 80. Kovovou válcovou plochu je však možné rozdělit i na několik vinutí a realizovat tak vinutí transformátorů. Zabrousí-li se čelní plochy feritového válečku, je možné obvod doplnit dalšími částmi do magneticky uzavřeného tvaru a obvod využít pro transformátory s větším činitelem vazby než v předchozím případě. Vývody a odbočky nejsou pájené, ale přivařované. Bylo prokázáno, že přivařování vodičů (zvláště malých průměrů) je mnohem spolehlivější než jejich pájení.

Vhodným jádrem miniaturních cívek s neproměnnou indukčností jsou hrníčková jádra. Nejmenší v zahraničí vyráběné hrníčkové jádro má průměr 3,3 mm. Mezera, která přerušuje magnetický obvod u těchto jader, je vně. Slouží k nastavení vhodných magnetických vlastností jader, aby cívky dosáhly optimálních vlastností ve vlnovém pásmu. Tato jádra bývají označována jako rolníčková či zvonková. Vinutí je samonosné bez cívkového tělíska.

Rozměry laditelných hrníčkových jader se stále zmenšují. V současné době nejmenší vyráběná hrníčková jádra s ladicím mechanismem lze umístit na plochu 5x5 mm. S různými feritovými hmotami lze překlenout rozsah 1 až 100 MHz a dosáhnout maximálního činitele jakosti 100.

Vývody na cívkovém tělísku umožňují montáž vsazováním na plošné

spoje. Tělíska, jsou-li opatřena vývody s ploškami, se používají pro povrchovou montáž. Je však možné spojovat je volnými vývody i s jinými součástkami. Výška cívky je 5 mm. Vinutí je navinuto na tenkostěnném cívkovém tělísku, jehož tloušťka je 0,25 mm. Materiálem je diaflytalát (je vhodný pro výrobu přesných tenkovrstvových výrobků s velkou tvarovou stálostí při teplotách do 130 °C).

Vodiče pro cívky s tak malými rozměry mají průměry 0,025 a 0,012 mm. Pro transformátory HIO byl v zahraničí vyvinut vodič, který se skládá ze dvou paralelně vzájemně spojených izolovaných vodičů rozlišených barvou. Tímto vodičem se dosáhne lepšího využití okénka pro vinutí. Výroba speciálních vodičů i vývoj nových typů navíječek snad svědčí i o přetrvávajícím významu vinutých transformátorů a cívek pro HIO a pro povrchovou montáž. Pro zvětšení činitele jakosti se vinutí slisovává. Tím se zvětšuje činitel plnění mědi. Dalším příspěvkem je i zmenšování výrobních tolerancí indukčnosti cívek.

Nejmenší přenosové transformátory, označované výrobcem jako subminiaturní, mají tvar krychle o hraně 3 mm. Kmitočtová charakteristika je rovná od 0,4 do 250 kHz. Přenášený výkon na 1,4 kHz je 5 mW a na 2 kHz do 20 mW, zkreslení třetí harmonickou zatíženého transformátoru je 5 %.

Ztrátový činitel cívky, způsobený stejnosměrným odporem vinutí, při daném kmitočtu a efektivní permeabilitě jádra μ_e je

$$\text{tg } \delta_v \sim 1 / \mu_e f c_u a^2.$$

Lineární rozměr cívky je označen a . Změní-li se lineární rozměr cívky (např. a na $a/2$), zvětší se ztrátový činitel při stejném počtu závitů 4x.

Ztrátový činitel způsobený ztrátami v jádře je

$$\text{tg } \delta_e = (\mu_e / \mu) \text{tg } \delta.$$

Zvětšíme-li μ_e na $2\mu_e$ proti výchozímu stavu, abychom např. zmenšili ztráty ve vinutí, musíme při zachování ztrát způsobených jádrem volit jako materiál zmenšeného jádra materiál s polovičním ztrátovým činitelem. Ztrátový činitel $\text{tg } \delta_e$ zmenšeného jádra zůstává potom zachován, $\text{tg } \delta_e = \text{tg } \delta_e$ a $\text{tg } \delta_v$ se v uvažovaném příkladu zvětší jen na dvojnásobek. Výsledný činitel jakosti zmenšené cívky bude

$$1/Q = 2\text{tg } \delta_v + \text{tg } \delta_e.$$

Pro $\text{tg } \delta_v = \text{tg } \delta_e$ u výchozí cívky s činitelem jakosti $Q = 1/2\text{tg } \delta_v$ bude mít zmenšená cívka z kvalitnějšího feritového materiálu činitel jakosti

$$Q' = 1/3\text{tg } \delta_v,$$

zhorší se tedy na 2/3, tj. činitel jakosti se zmenší na 66 %.

Teplotní činitel jádra je materiálovou konstantou. Má-li být zachován teplotní činitel cívky vzhledem k výchozímu případu, musí se při zvětšení efektivní permeability na dvojnásobek použít jiný, lepší feritový materiál s polovičním TK_μ.

Ukazuje se, že pro miniaturizaci cívek je nutné mít k dispozici kvalitnější feritové materiály. Jádra v průřezu musí mít homogenní vlastnosti, bez zhoršování vlastností vlivem povrchu. Podobně tomu bude i s dezakomodací, která by měla být poloviční vzhledem k materiálu nezmenšeného jádra.

Při malých rozmětech magnetické indukce, stálém napětí na cívkách a její indukčnosti, je zkreslení napětí naprázdno třetí harmonickou

$$k_3 = (3/5) \operatorname{tg} \delta_h \sim \eta_B \mu_e^{3/2} a^{-3/2}$$

(Udaj o zkreslení napětí naprázdno třetí harmonickou je uváděn jako jeden z výsledků Raleighovy aproximace hysterézní smyčky.) Bude-li činitel hysterézních ztrát uvažované feritové hmoty pro zmenšené jádro poloviční vzhledem k feritové hmotě nezmenšeného jádra, efektivní permeabilita se zvětší na dvojnásobek a lineární rozměry se zmenší na polovinu vzhledem k výchozímu vzorku, bude výsledný činitel zkreslení napětí naprázdno třetí harmonickou

$$k'_3 = \eta_B/2(2\mu_e)^{3/2}(a/2)^{-3/2} = 4\eta_B\mu_e^{3/2}a^{-3/2}$$

Zkreslení napětí naprázdno se zvětší čtyřnásobně.

Proudová hustota ve vodiči vinutí cívky, jejíž rozměry byly zmenšeny na polovinu (při jinak stejných poměrech), bude čtyřnásobná

$$\sigma' = \sigma(a/a')^2$$

Při stejné indukčnosti bude v obou případech stejný počet závitů

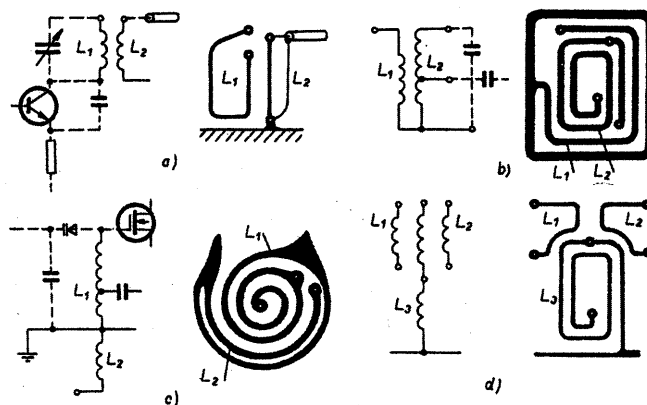
$$L' \sim 2\mu_e N^2 (a/2) \sim L$$

Protože ochlazovací povrch se zmenšuje s druhou mocninou změny lineárního rozměru, proudová hustota se závislostí $(a/a')^2$, bude se oteplení zmenšené cívky měnit s $(a/a')^4$, nezmenší-li se napětí a proudy v obvodu, v němž je cívka zapojena.

Obdobně další závislosti je třeba odvozovat při miniaturizaci cívek s magnetickým jádrem, aby se předešlo neúměrnému zhoršení jejich vlastností.

Transformátory a cívky vyrobené plošnými spoji a páskovými vodiči

V roce 1988 byl v Japonsku ukončen vývoj aktivních i pasivních součástek pro povrchovou montáž. Odtud se tato technologie rozšiřuje do ostatních zemí. Druhy součástek jsou doplňovány a technologie jejich výroby i automatizace osazování desek s plošnými spoji těmito součástkami zlepšována. V současné době se cívky a transformátory vyrábějí v soustředěné formě s definovanými vlastnostmi již od 10 pF. To umožnilo využívat tyto součástky do kmitočtu až 300 MHz a tak posunout používání cívek a transformátorů s rozprostřenými parametry nad tuto hranici. Pro nedostupnost součástek pro povrchovou montáž a nepřipravenost výroby na automatizované osazování se dosud používají cívky a transformátory s rozprostřenými



Obr. 134. Příklady transformátorů, které jsou vyrobeny plošnými spoji (měřítko ~ 1:2); a) výstupní transformátor televizního signálu pro 160 až 600 MHz, b) laděný transformátor pro 145 MHz, c) laděný transformátor pro 100 MHz, d) transformátor se třemi vinutími a jednou odbočkou pro 160 MHz

mi parametry i pod touto hranicí. Výroba cívek a transformátorů fotolitograficky je sice zmechanizována, ale získané vlastnosti jsou málo uspokojivé. Vinutí jsou příliš rozměrná a mají parazitní elektrické i magnetické vazby s jinými obvodovými prvky.

Návrh cívek a transformátorů s rozprostřenými parametry využívá vzorce pro výpočet indukčnosti a vzájemné indukčnosti elementárních obvodových částí. Konečného výsledku se však dosahuje praktickým ověřením a úpravami navrhovaného zapojení. U laděných obvodů se mechanické úpravy opírají o kondenzátor se známou proměnnou kapacitou, s nímž se odzkouší, zda se u navrhované cívky dosáhlo žádané indukčnosti a činitele jakosti.

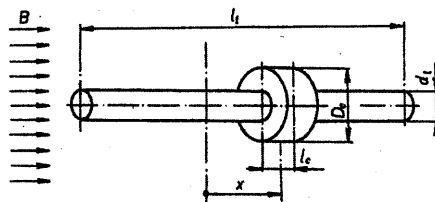
Indukčnost spoje se mění přímo úměrně s jeho lineárními rozměry, zvětší-li se celkový lineární rozměr obrazu např. o 20 %, zvětší se o 20 % i jeho indukčnost. Plošné spoje cívek i transformátorů se nesmí cínovat, aby se nezhoršila jejich vodivost vlivem povrchového jevu. Ukázky provedení plošných spojů transformátorů a cívek jsou na obr. 134.

Feritové antény

Feritové antény, podobně jako rámové antény, jsou antény indukční, které snímají magnetickou složku elektromagnetického pole. Vztah mezi efektivní hodnotou intenzity elektrické složky elektromagnetického pole E [V/m] a maximální hodnotou magnetické indukce B [T], která popisuje magnetickou složku elektromagnetického pole harmonicky proměnného, je $B = \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{2} E$ [T, F/m, H/m, V/m]. Vhodné vlastnosti feritů umožnily rozšířit oblast použití indukčních antén z oblastí fyzikálních aplikací (především pro měření magnetických polí stejnosměrných i střídavých a měření elektromagnetického pole a směru jeho šíření) do spotřební elektroniky. V průmyslové výrobě rozhlasových přijímačů se používají v dlouhovlnném, středovlnném, krátkovlnném i velmi krátkovlnném rozsahu. Pro zjiš-

ťování stejnosměrných i střídavých polí do kmitočtu 1 kHz se používají výhradně indukční antény - magnetické sondy - s kovovými jádry. Pro kmitočty nad 10 kHz do kmitočtu 70 MHz opět výhradně indukční antény s ferity. Nad touto kmitočtovou oblastí jsou používány rámové antény bez magnetických materiálů. Kovové magnetické sondy mají jádro z jednoho nebo několika drátků supermalloye s průměry 0,05 mm a délkou několika cm, které jsou uloženy v tenkostěnných keramických trubičkách, které slouží jednak jako cívkové tělísko, jednak jako mechanická ochrana při jejich tepelném zpracování.

Feritová anténa je tyčka (obr. 135), na které v části její délky je navinuta cívka. Tato cívka je součástí laděných vstupních obvodů přijímače. Zapojení feritové antény do laděného obvodu mnohonásobně zvětší napětí, které se indukuje do vstupní cívky přijímače.



Obr. 135. Feritová anténa v poli magnetické indukce B

Při aplikaci feritových antén bylo ověřeno, že pro oblast dlouhých vln jsou vhodné magnetozečnaté ferity o počáteční permeabilitě 600 až 1000. Ve středovlnném rozsahu jsou rozšířeny antény z feritu Mn-Zn s počáteční permeabilitou 600, které jsou podélně hluboce drážkovány (aby se zmenšily ztráty vířivými proudy). Teplotní činitel indukčnosti cívek s těmito anténami bývá $+200 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Pro krátké vlny (6 až 20 MHz) jsou vhodné nikelnatozečnaté ferity s počáteční permeabilitou 100 až 200 a v oblasti velmi krátkých vln jsou používány litnozečnaté

ferity s počáteční permeabilitou 10 až 30. Antény mají tvar tyčí s kruhovým, čtvercovým nebo obdélníkovým průřezem. Průměr bývá v rozsahu 1,6 až 10 mm, délka od 5 do 50 mm se štíhlostí pro přenosné přijímače do 5, pro stolní přijímače do 20. Rozměry antén s kruhovým průřezem pro rozhlasové přijímače jsou doporučeny dokumentem IEC 223. Napětí indukované do cívky feritové antény je závislé na velikosti magnetické indukce a vzájemné orientaci osy cívky a směru magnetické indukce. Souhlasí-li osa cívky se směrem magnetické indukce, je indukované napětí maximální. Magnetická indukce B_t ve feritové tyči při homogenně zmagnetované tyči v celé její délce, je-li tyč protáhlým elipsoidem, je

$$\bar{B}_t = \mu_t \bar{B},$$

kde B je indukce pole, do kterého byla feritová anténa s tyčovou permeabilitou vložena. Potom okamžitá velikost indukovaného napětí v cívce antény s N závitů těsně přiléhajícími k povrchu feritové antény o průřezu S_t je

$$u = NS_t \frac{dB_t}{dt}$$

Při harmonickém průběhu E tedy i B je

$$U_0 = \mu_t \omega ENS_t \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \cdot K,$$

kde U_0 je efektivní hodnota indukovaného napětí, E je efektivní hodnota intenzity elektrického pole, K je činitel větší než 1, který upravuje výsledek s ohledem na indukční tok procházející samotným vinutím cívky, je-li průměr D_c cívky zřetelně větší než průměr feritové antény d_t . Vliv tohoto činitele bude tím větší, čím menší bude permeabilita tyče. Je-li vinutí úzké, jednovrstvové a těsně přiléhající k feritové tyči, je $K = 1$. V blízkosti tyče na jejím povrchu uprostřed délky tyče je indukce $B = \mu_0 H_t$, kde H_t je intenzita magnetického pole v tyči ($B_t > B$).

Protože $\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ je převratná hodnota rychlosti šíření elektromagnetického pole ve vakuu (vzduchu), je

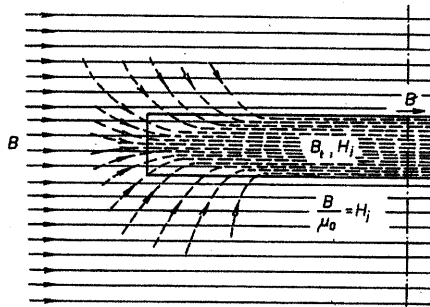
$$U_0 = \mu_t (2\pi/\lambda) S_t NEK,$$

kde λ je délka vlny ve vakuu náležející poli o úhlovém kmitočtu ω . Činitel označený svorkou má rozměr délky a označuje se jako výška antény.

Při znalosti pole a při uvažovaném činiteli $K = 1$ je výpočet indukovaného napětí snadný.

Přibližný průběh magnetických indukčních linií ve feritové tyči v osovém řezu a jejím okolí je na obr. 136. Z tohoto obrázku vyplývá vliv polohy i šířky cívky na velikost indukovaného napětí v cívce antény.

Indukční antény s magnetickými materiály, které nejsou součástí rezonančního obvodu a jsou ovinuty v celé délce, jsou koncentrátoři magnetické



Obr. 136. Schematicky naznačený průběh indukce B_t , je-li tyč vložena do pole indukce B . (Pro přehlednost nejsou indukční linie B_t nakresleny tak, aby se uzavíraly na opačném konci tyče, $\mu_e \sim 2$)

ho pole používané pro měřicí účely. Jsou to tyče s kruhovým průřezem se štíhlostí větší než 50. Při štíhlosti 200 se dosáhne zesílení pole až 1500. Některé z nich používají pro zjištění indukce tenkou Hallovu sondu (0,3 mm), která je vložena do středu dvojdielné tyče.

U feritových antén, jejichž vinutí je součástí vstupního rezonančního obvodu, je napětí na rezonančním obvodu Q krát větší, kde Q je činitel jakosti tohoto rezonančního obvodu. Obvyklé velikosti činitele jakosti antén pro střední vlny jsou 180 až 300, 90 až 140 pro krátké vlny a 50 až 100 pro VKV.

Indukčnost cívky s tyčovou anténou je

$$L = \mu_0 \mu_t N^2 (S_t / l_t),$$

přičemž

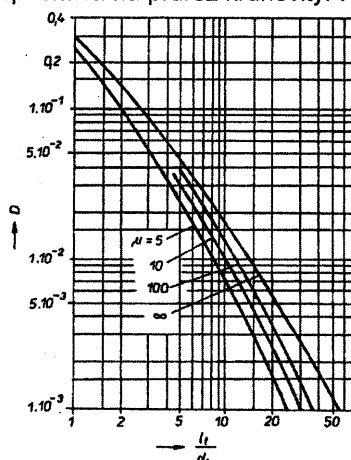
$$\mu_t = \mu / [1 + D(\mu - 1)].$$

Demagnetovací činitel závisí na poměru délky tyče l_t k jejímu průměru d_t . Pro prakticky používané rozměry ho lze přibližně určit výpočtem. Jeden z používaných vzorců je

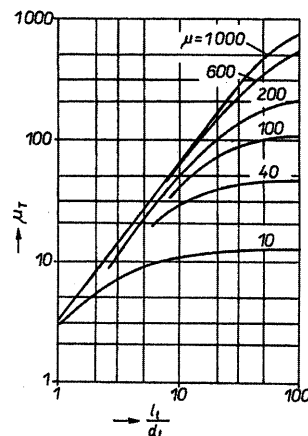
$$D = 0,37 (l_t / d_t)^{-1,44}.$$

Přesné hodnoty demagnetovacího činitele pro různé permeability materiálu jsou uvedeny na obr. 137 (převzato z [1]).

Demagnetovací činitel anténních tyčí, které mají čtvercový nebo obdélníkový průřez se stranami a , b se přepočítává na průřez kruhový. Po-



Obr. 137. Velikosti demagnetizačního činitele tyče s kruhovým průřezem



Obr. 138. Závislost tyčové permeability μ_t na permeabilitě μ materiálu a na štíhlosti tyče, tj. na poměru délky l_t tyče k jejímu průměru d_t

tom štíhlost pro čtvercový průřez o délce strany a je

$$l_t / d_t = \sqrt{\pi/4} (l_t / a),$$

pro obdélníkový průřez se stranami a , b

$$l_t / d_t = \sqrt{\pi/4} (l_t / \sqrt{ab}).$$

Vyneše-li se do grafu závislost μ_t na poměru l_t / d_t a je-li parametrem permeabilita feritu, z něhož je tyč vyrobena, získá se graf na obr. 138.

Z něho je zřejmé, že pro zvolený materiál feritové tyče, kterým je určena jeho permeabilita, není výhodné od určité velikosti poměru l_t / d_t tento poměr dále zvětšovat. Poměr l_t / d_t , při kterém μ_t dosáhne $(1/\sqrt{2})\mu$, tj. 70 % μ , je podle [45]

$$l_t / d_t = 0,92 (\mu - 1)^{0,69} \quad (H).$$

Výpočet indukčnosti antény podle rovnice (H) by měl vyhovující přesnost, pokud by cívka byla úzká a jednovrstvová, těsně přiléhající k jádru a navinutá uprostřed délky tyče. Pro cívku s odlišnými rozměry je indukčnost

$$L = C \mu_0 \mu_t N^2 (S_t / l_t).$$

Konstanta C je závislá na rozměrech l_b , l_c , d_t , průměru cívky D_c a poloze cívky na tyči.

Návrh antény vychází ze znalosti tyčové permeability, a to z počáteční permeability materiálu tyče a jejího rozměru. Méně přesný je návrh z cívkové permeability. Při tomto návrhu se rovněž ztrácí fyzikální smysl nutnosti vybírat pro feritové antény štíhlé tyče

$$L = \mu_c 0,01 D_c N^2 A (l_c / D_c) + 0,44$$

[μH , cm, závit].

Činitel jakosti je optimální pro $D_c = 1,3 d_t$ a $l_c = 0,2 l_t$. Posunutím cívky ze středu tyče ke kraji lze indukčnost cívky zmenšit až o několik desítek procent. Teplotní činitel indukčnosti feritové antény je blízký teplotnímu činiteli tyčové permeability.

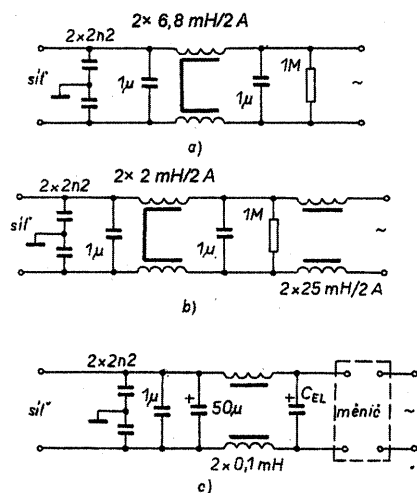
Cívky pro odrušování

Je několik zdrojů rušení elektronických zařízení: elektrostatické, magnetické, vodivými spoji a elektromagnetickými vlnami. Cívky a soustavy s nimi se používají proti rušení elektromagnetickými vlnami ve vysokofrekvenčních zařízeních, neboť omezují

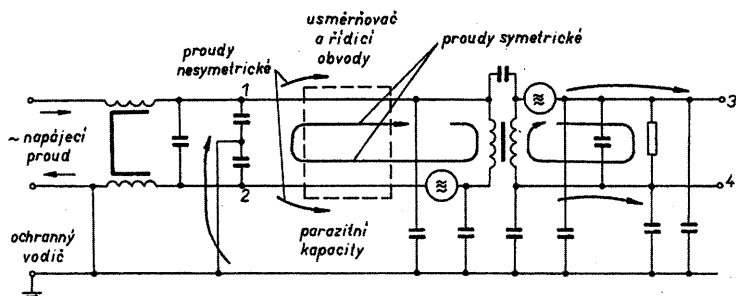
šíření rušivých signálů jak u jejich zdrojů, tak ve spotřebičích.

Rušivé elektrické signály vznikají při spínání a vypínání napětí, v kolektorových motorech, v impulsních zdrojích řízených tyristory a triaky i v impulsních tranzistorových napájecích zdrojích. Rušivé signály se šíří po síťovém vedení a odtud jsou vyzařovány. Spektrum kmitočtů rušivých signálů přesahuje 100 MHz (s účinnou rušivou amplitudou). Úroveň rušení se vyjadřuje v decibelech a vztahuje se k intenzitě elektrického pole o kmitočtu, jehož vztahná hodnota je $E_0 = 1 \mu\text{V/m}$ téhož kmitočtu

$a = 20 \log E/E_0$ [μV/m],
kde E je intenzita elektrického pole rušivého signálu v [μV/m]. Každý neharmonický průběh napětí je zdrojem napětí vyšších harmonických. Pravoúhlý průběh napětí poskytuje spektrum s větší amplitudou, než je spektrum signálu trojúhelníkovitého průběhu. Proto propustné měniče a dvočinné měniče jsou větším rušivým zdrojem než měniče blokující. Impulsy s menším plněním ruší více než impulsy s větším plněním. Úzké impulsy, v teoretické představě Diracova impulsu, mají spektrum rovnoměrné, nekonečné. Činnosti analogových i číslicových soustav jsou těmito rušivými signály ovlivňovány. Použití pouze kondenzátorů, které je jednodušší než používání cívek, není vyhovující, neboť kondenzátory mají sériovou rezonanci, způsobenou indukčností přívodů i vlastní konstrukcí kondenzátorů. Nad touto rezonancí se chová kondenzátor jako cívka. Ze stejných důvodů není vhodné používat k odrušování pouze cívky, neboť ty vlivem parazitních kapacit mají paralelní rezonanci, nad kterou má cívka kapacitní reaktanci. Nejvhodnější je používat jako odrušovací součástky jednoduché filtry LC v člancích T nebo Π , podle toho, který



Obr. 139. Vybraná schémata pro odrušení zařízení malých výkonů; a) základní zapojení, b) rozšířené zapojení, c) základní schéma odrušení výstupu spínacího napájecího zdroje (obr. a, b - cívky s kompenzovaným vinutím pro symetrické proudy)



Obr. 140. Schematické znázornění cest rušivých proudů u spínacího zdroje

ze článků je z hlediska výstupní impedance vzhledem k odrušovanému zařízení nejvhodnější. Vzájemné nepřízpůsobení přispívá k potlačování rušivých kmitočtů. Na obr. 139 jsou základní schémata odrušovacích filtrů. Malý objem cívek, nízká cena, malá parazitní kapacita (aby vlastní rezonanční kmitočet cívky byl co nejvyšší), malý odpor vinutí a bezpečná izolace vinutí cívek na těmže jádru s dobrým odvodem tepla vznikajícím ve vinutí jsou základními požadavky.

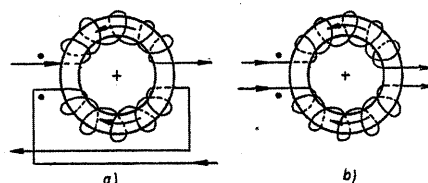
Na obr. 140 je zjednodušené schéma spínacího zdroje, napájeného ze sítě, u kterého jsou vyznačeny některé rušící zdroje: spínací tranzistor a dioda. Měnič má ochranný vodič. Na obrázku jsou vyznačeny některé cesty šíření rušivých signálů. V místech 1 a 2, 3 a 4 vznikají napětí, která vzhledem k vztahné úrovni napětí - kryt, země - lze rozdělit na symetrická a nesymetrická. Symetrická napětí vznikají v důsledku proudů ve smyčce napájených přívodů, nesymetrická v důsledku proudů, které se uzavírají ochranným vodičem a krytem.

Symetrické proudy v síťových přívodech jsou stejně velké, avšak vzájemně opačného smyslu. Nesymetrické mají shodný smysl a opět stejnou velikost.

Napájecí proudy v síťových přívodech jsou stejně velké, ale opačného smyslu. Jsou symetrické.

Dvě cívky shodné indukčnosti, navinuté na těmže jádru se stejným smyslem vinutí, budou tlumit jen nesymetrické rušivé proudy. Symetrické proudy vzájemně kompenzují magnetické pole v jádru cívky a proto vinutí pro tyto proudy nepředstavuje indukčnost. Takové cívky se také označují jako proudově kompenzované. Při měření indukčnosti obou vinutí zapojených v sérii se zjistí jen zlomek z velikosti indukčnosti vinutí. Ta odpovídá rozptylové indukčnosti obou vinutí.

Filtry pro odrušování musí obsahovat jádro s vinutím, které kompenzuje účinek napájecích proudů, tj. symetrických proudů, a potlačuje tím rušivé proudy nesymetrické. Do síťových přívodů se zapojuje vinutí v provedení podle obr. 141a), pak se kompenzuje magnetické pole v jádru pro proudy symetrické (cívka pak potlačuje jen proudy nesymetrické). Vinutí z obr. 141b) tlumí proudy symetrické. Napájecí proudy, které jsou symetrické, by mohly způ-



Obr. 141. Vinutí cívek pro odrušování; a) obě vinutí shodná, vinutá v témže smyslu. Cívka tlumí proudy nesymetrické. Symetrické proudy ruší magnetické pole v jádru. Cívky jsou pro symetrické proudy proudově kompenzované. Proto nevytvorí magnetické pole v jádru, cívka nepředstavuje pro tyto proudy indukčnost.

b) obě vinutí shodná, vinutá v témže smyslu. Cívka tlumí proudy symetrické. Nesymetrické proudy ruší magnetické pole v jádru. Cívky jsou pro nesymetrické proudy kompenzované. Proto nevytvorí magnetické pole v jádru a cívka nepředstavuje pro tyto proudy indukčnost. (Pro tlumení symetrických proudů se pak obvykle používají dvě jádra se samostatnými vinutími)

sobit přesycení jádra. Aby k tomu nedošlo, používá se u feritových jader mezera, popř. se používají železopráchová jádra, která jsou proti přesycení odolnější.

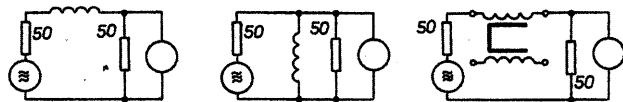
Vinutí proudově kompenzovaných cívek musí být shodná - musí být symetrická. Potřebná indukčnost se nastavuje odvíjením závitů vinutí z větší indukčnosti.

Jádra musí být proto velmi magneticky homogenní, aby obě dělená vinutí se stejným počtem závitů měla i stejnou indukčnost. Jemnějšího nastavení lze dosáhnout i přesouváním závitů vinutí. U děleného vinutí (a to i u toroidních jader) dochází k rozptylu indukčního toku. Posune-li se proto závit na kraj děleného vinutí, je jeho vliv na velikost indukčnosti menší, než když se tento závit přesune ke středu děleného vinutí.

Úroveň odrušení se definuje vložným útlumem

$$a = 20 \log U_1/U_2$$

kde U_1 je napětí zjištěné na odrušovaném zařízení před uplatněním odrušovacího členu, napětí U_2 je napětí zjištěné na těmže místě po montáži



Obr. 142. Měření potlačení rušení sériovým (cívkou) nebo paralelním (kondenzátor) odrušovacím prvkem. Zapojení k měření potlačení rušení, řešené cívkou s děleným vinutím (zcela v pravo)

odrušovacího členu. Podle dokumentu IEC se pro objektivní posuzování útlum dosahovaný odrušovacími prvky měří mezi rezistory s odporem 50 Ω (obr. 142).

U cívek proudově nekompensovaných síťovým proudem, kterými protéká dosti velký napájecí proud, se musí kontrolovat, není-li jádro syceno až ke kolenu magnetovací křivky, neboť pak se již velmi zmenšuje permeabilita jádra. Výrobci odrušovacích cívek z tohoto důvodu a z důvodu přípustného vývinu tepla ve vinutí uvádějí maximální proud, který může vinutím procházet.

Pro jádra odrušovacích cívek s proudově kompenzovaným vinutím síťového proudu se používají většinou uzavřené magnetické obvody, hlavně toroidy, nebo jádra E z feritů, která jsou výhodná pro homogenitu jádra a jeho přesnou geometrii (pro dosažení proudové kompenzace). Magneticky otevřené obvody s ferity se používají tam, kde se proudová kompenzace nevyžaduje a kde by se jádra s uzavřeným obvodem snadno přesytila. Právě v této aplikaci se znovu osvědčila toroidní železoprachová jádra. Tato jádra jsou obvykle vyráběna z karbonylového železa nebo permalloyových prachů. Jádro je homogenní a má dobré vysokofrekvenční vlastnosti. Kruhová permeabilita jádra pro tento účel bývá 22 až 55. Železoprachová jádra z karbonylového železa mají proti feritům tu přednost, že jejich indukce nasycení je 5x větší než feritů a je proto možné, aby cívkou procházel, vzhledem k feritovým jádrům, značný nevykompenzovaný síťový proud, aniž by tento proud zmenšoval indukčnost odrušovacích cívek. Orientační údaj o velikosti magnetického pole, které může být použito, aniž by se příliš zmenšila kruhová permeabilita železoprachového jádra, je kolem 2000 A/m.

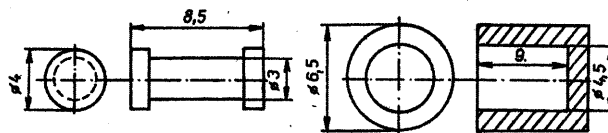
K zamezení indukčních a kapacitních vazeb musí být montáž odrušovacích filtrů a prvků plochá, se zkroucenými vodiči, aby se vytvářely co nejmenší smyčky.

Pokud je to možné, mají se cívky umisťovat co nejdále od transformátorů a do takové vzájemné polohy, aby se co nejvíce zmenšila vzájemná magnetická vazba. Je vhodné uzavírat odrušovací součástky do hliníkových pouzder, které působí podle tloušťky plechu a kmitočtu jako elek-

tromagnetické stínění. Tloušťka hliníkového krytu musí být větší než je dvojnásobná hloubka vzniku pro kmitočet, jehož účinek má být potlačen.

Vinutí cívek jsou obvykle jednovrstvová, aby vlastní kapacita vinutí byla co nejmenší. Zahraniční výrobci nabízejí proudově kompenzované cívky pro proudy v rozsahu od 50 mA do 500 A, s indukčnostmi od 2 μ H do 100 mH. Odrušovací filtry mají lankové vývody, nebo jsou opatřeny plochým konektorem.

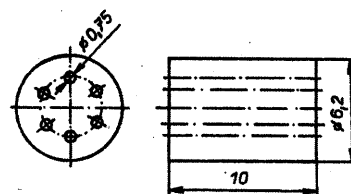
Pro účely odrušování se vyrábějí miniaturní tlumivky, které jsou navinuty na „rolničkových jádrech“ (obr. 143).



Obr. 143. Náčrtek jednoho z typů rolničkového feritového jádra (počáteční permeabilita 600 až 1800, potlačuje rušení do několika set MHz)

Je to válcové feritové jádro délky asi 8,5 mm a o průměru asi 4 mm s rozšířenými čely. Konstanta A_L je 15 nH. Magnetický obvod je otevřený. Po navinutí je cívka s axiálními vývody zalisována do nehořlavé plastické hmoty. Vlastní kapacita vinutí je 0,5 pF. Indukčnosti tlumivek jsou od 1 μ H do 1 mH pro proudy od 5 mA do 750 mA. Vlastní rezonanční kmitočet je v oblasti 180 MHz pro tlumivky s nejmenší indukčností a 1,5 MHz pro tlumivky s největší indukčností. Navinutá cívka se může také vložit do feritového pláště: tím lze zvětšit konstantu A_L třikrát.

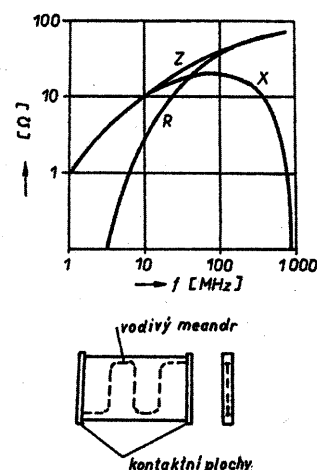
Duté feritové válečky (obr. 144) se navlékají na vodič pro omezení rušení v rozsahu KV a VKV. Řazením těchto „perel“ za sebou se účinek zvětšuje. Předmagnetizací se jejich účinek zesiluje. Navinutí dutých válečků za sebou lze použít vyráběné válečky nebo hranoly s několika děrami, kterými je vodič provlékán (obr. 145). Na nejvyšších kmitočtech, při nichž se tyto prvky ještě aktivně uplatňují, převládá v jejich impedanci rezistanční složka nad složkou reak-



tanční. Je-li např. pro $\mu_p = 1000$, je při 1 MHz $\mu = 1000 - j10$ a při 100 MHz již $\mu = -5 - j20$.

Takto konstruované odrušovací součástky se používají i v technologii výroby odrušovacích členů pro povrchovou montáž součástek. Závity cívek s půdorysními rozměry 3,2 x 1,6 mm

a výškou 1,1 mm s kontaktní plochou 0,3 x 1,6 x 1,1 mm na obou čelech hranolu jsou vytvořeny tlustovrstvovou technologií vodivým meandrem, který je obklopen pastou z feritů. Sintrováním vznikne homogenní celek. Průběh potlačení rušení, jehož lze dosáhnout u cívky s pastou z feritů o permeabilitě 250, je na obr. 146.



Obr. 146. Impedance odrušovací cívky a její složky pro technologii montáže SMD. Naznačen je tvar vodivého meandru (zvětšeno přibližně dvakrát)

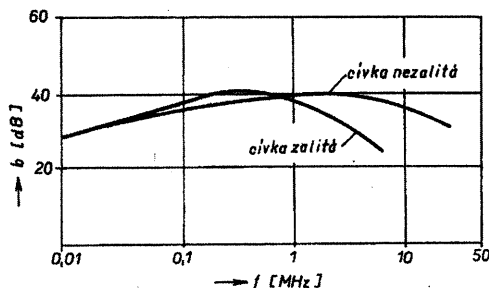
Na obrázku je rovněž uveden tvar použitého meandru. Použitím různých feritových hmot a různých délek meandru se získají různé charakteristiky členů s různou schopností potlačovat rušivé kmitočty do mnoha set MHz.

Rychlé změny proudů v obvodech s tyristory jsou zdrojem rušení, které

Obr. 147.

Potlačení rušení cívkou o indukčnosti 20 mH o rozměrech $\varnothing 44/\varnothing 17 \times 18$ mm se jmenovitým proudem 4 A (110 mΩ).

Měřeno podle obr. 142



se šíří po síťovém vedení i vyzářováním. Tlumičky se zařazují do přívodu k tyristorům a i jako toroidy navlečené na tyto přívody omezují šíření rušení.

Toroid s průřezem 1 cm², se střední délkou magnetické siločáry 3 cm, s počáteční permeabilitou 1000, navlečený na vodič, zvětší jeho indukčnost asi o

0,5 μH. Indukčnost se pod uvedenou velikost nezmění při prouděch do 3 A. Odrušovací cívky pro tyristory a triaky jsou vinuté na železopráchových jádrech s kruhovou permeabilitou 55. Vyrábějí se pro proudy 1 až 25 A. Z izolačních a z klimatických důvodů jsou cívky i zalévány. Ty mají kmitočtově menší rozsah potlačení rušení (obr. 147). Jejich pracovní činnost je však možná při teplotě okolí do 60 °C. Potíž s ovíjením kruhového jádra vodičem o větším průměru pro největší proudy se překonává tím, že se jádro ovine v obou polovinách shodným vinutím, které se zapojí paralelně.

Dodatek

Pro přesnější porozumění textu přinášíme na závěr seznam některých méně obvyklých termínů, použitých v minulém textu a jejich význam.

Permeabilita amplitudová, μ_a , je poměr magnetické indukce k intenzitě magnetického pole

$$\mu_a = B / \mu_0 H \quad [T, H/m, A/m].$$

Vzhledem k nelinearitě magnetovací křivky bývá obvykle udávána pro magnetickou indukci harmonického průběhu.

Permeabilita vratná je počáteční permeabilitou, zjišťovanou při předmagnetování stejnosměrným proudem. Na stejnosměrném magnetickém poli je superponované velmi malé střídavé magnetické pole.

Permeabilita komplexní, μ , a její složky: z rozboru sériového náhradního schématu cívky s magnetickým jádrem jsou odvozeny dvě složky komplexní permeability, μ_{sL} a μ_{sR} ,

$$\mu = \mu_{sL} - j\mu_{sR}.$$

Permeabilita inkrementální, μ_Δ , je poměr magnetické indukce, harmonicky proměnné, k základní harmonické intenzitě magnetického pole při předmagnetování stejnosměrným polem. Velikosti střídavého pole jsou srovnatelné s velikostí pole stejnosměrného.

$$\mu_\Delta = B / \mu_0 H$$

při definovaném H i H_{ss} .

Činitel vzrůstu permeability je relativní změna permeability v závislosti na malých intenzitách magnetického pole harmonického (sinusového) průběhu, která je vztažena k definované velikosti permeability, při tomto poli zjišťované.

Činitel demagnetování charakterizuje otevřenost magnetického obvodu. Jeho velikost vyplývá z tvaru magnetického obvodu. Spolu s magnetickou polarizací určuje velikost magnetického pole, o kterou se vnější pole, které magnetuje látku, zmenší na velikost pole ve vzorku.

Činitel plnění je poměr střední hodnoty k hodnotě vrcholové.

Činitel výkyvu je poměr vrcholové hodnoty k hodnotě efektivní.

Činitel tvaru je poměr efektivní hodnoty ke střední hodnotě.

Anizotropie krystalová, magnetoelastická a tvarová určují směry, v nichž se magnetická látka magnetuje menším elektrickým příkonem. Jsou to směry, které souvisí s orientací krystalů, s mechanickým napětím ve vzorku. Otevřené magnetické obvody se magnetují snadněji ve směru svého delšího rozměru.

Rayleighova oblast - v Rayleighově oblasti jsou hysterezní smyčky tvořeny parabolami. Takové zjednodušení platí přibližně do 0,1 H_c .

Curieova teplota, T_C , je teplota, při níž zanikají fero nebo ferimagnetické vlastnosti látek. V technických aplikacích je určena teplotou, při níž se počáteční permeabilita zmenší na polovinu permeability zjištěné při 20 °C.

Náhradní rozměry jádra - rozměry toroidu, který má shodný magnetický odpor s jádrem s nehomogenním magnetickým obvodem v oblasti malých indukcí, jsou jeho náhradními rozměry.

Magnetostrikce způsobuje rozměrové změny vzorků magnetických látek. Závisí na velikosti magnetické indukce, nikoli však na jejím znaménku. Opačný je jev magnetoelastický.

Magnetoelastický jev - u látek, které jsou schopné magnetování a jsou magnetostrikční, zaručí-li se neproměnnost rozměrů vzorků (např. jejich sevřením), se pozoruje změna v magnetovacích křivkách a hysterezních smyčkách tehdy, jsou-li tyto vzorky mechanicky namáhané. Magnetovací křivka se stává strmější nebo pozvolnější podle znaménka magnetostrikce a druhu mechanického napětí.

Magnetická doména je ohraničený objem v magnetické látce. Rozměr je řádu desítek mikronů [μm], v doméně jsou magnetické momenty atomů či iontů spontánně orientovány jedním směrem. Sousední domény jsou bez působení vnějšího pole orientovány směrem jiným.

Změny v orientaci magnetických domén na magnetovací křivce. Spontánní směry zmagnetování magnetických domén jsou uspořádané tak chaoticky, že bez přítomnosti vnějšího magnetického pole se nezjistí na vzorku magnetická indukce. Při působení vnějšího pole se směr jednotlivých zmagnetovaných domén „usměrňuje“. V technickém rozsahu magnetování se pozorují mechanismy změny orientace spontánně zmagnetovaných domén, posuvy stěn mezi doménami, přeskoky směrů a stáčení směrů do směru působícího pole. První a třetí mechanismus je vratný. Po zmenšení pole se směry „vracejí“ do původní orientace.

Magnetický odpor, R_m , je poměr magnetického napětí na délce magnetického obvodu, která je částí celkového magnetického obvodu, k indukčnímu toku, který touto částí magnetického obvodu prochází.

$$R_m = l / \mu \mu_0 S \quad [H].$$

Hloubka vniku je hloubka, měřená od povrchu vodiče, v níž se vnější magnetické pole zmenší na 1/e. Od této hloubky se vodič prakticky neuplatní pro vedení elektrického proudu.

Magnetická polarizace je přínos magnetické látky k magnetické indukci v prostředí, do něhož byla látka vložena.

Krystalová textura - technologickým zpracováním dosažená jednosměrná orientace krystalů v polykrystalické látce.

Struktura GOSS - technologickým zpracováním dosažení toho, že jsou hrany krystalů slitiny Fe-Si orientovány ve směru válcování, zatímco směr kolmý na válcování je směrem plošných úhlopříček krychle. Směr hran je příznivým - snadným - směrem magnetování.

Činitel plnění (někdy též využití) impulsu (pracovní činitel) je dán poměrem šířky impulsu t_i k době periody T , tedy

$$\text{činitel plnění} = t_i / T = t_i \cdot f,$$

kde f je opakovací kmitočet impulsů.

Literatura

- [1] *Bozorth, R.*: Ferromagnetism. New York: 1955.
- [2] *Vašíček, A.*: Typizované napájecí transformátory a vyhlazovací tlumivky. Praha: SNTL 1975.
- [3] *Feldkeller, R.*: Theorie der Spulen und Übertrager. 5. vydání. Stuttgart: 1971.
- [4] *Olson, E.*: Magnetische Größen in der Wechselstromtechnik. N. V. Philips Gloeilampenfabrieken: Eindhoven 1967.
- [5] *Hnatek, E. R.*: Design of Solid - state Power Supplies. 1981.
- [6] *Keller, V.*: Obvody impulsové techniky. Praha: SNTL 1976.
- [7] *Krump, Šteffl*: Transformátory pro obloukové svařování. Praha: SNTL 1985.
- [8] *Technický průvodce - Elektrotechnika, část 1.* Praha: Česká matice technická 1946.
- [9] *Stránský, J.*: Základy radiotechniky II. Praha: Technickovědecké vydavatelství 1951.
- [10] *Geschka, H. W.*: Neuartige Transformatoren - Modul Kerne. Elektroanzeiger č. 11/1980.
- [11] *Daněk, M.*: Zdroj proměnného střídavého napětí. Sdělovací technika č. 2/1990.
- [12] Philips Technical Information 015: Flyback converter.
- [13] Philips Technical Information 017: A 1 kW, 5,5 V switched-mode computer supply.
- [14] Philips Technical Information 019: Switched-mode power supplies in TV receivers.
- [15] Philips Technical Information 027: Switched-mode power supplies in TV receivers.
- [16] Philips Technical Information 028: Switched-mode power supplies in TV receivers.
- [17] *Parkon, P., Paták, Z.*: Impulsní regulované napájecí zdroje. Sdělovací technika č. 11/1976.
- [18] *Ferite für die Leistungselektronik.* Funktechnik č. 9/1976.
- [19] *Biedermann, K.*: E - Ferritkerne für induktive Bauelemente von 10 W bis 10 kW. Siemens Components č. 2/1988.
- [20] *Bothe, M.*: Schaltzeitelemente klein gemacht. Elektronik č. 13/1988.
- [21] *Waada, M.*: Switching Power Supplies Adapt to Size Demands for Transformers. JEE červenec 1993.
- [22] *Akigama, R.*: Low Loss Ferrite Materials Hold Key to Future Power Supplies. JEE červenec 1993.
- [23] *Hess, J.*: Zur Berechnung der Verlustleistung von Ferritkernen. Elektroniker č. 3/1993.
- [24] Philips Technical publication 262: Resonant converters.
- [25] *Leod, F. C.*: High - Frequency Quasi - Resonant Converter Technologies. Proceedings of the IEEE č. 4/1988.
- [26] *Harada, K., Nabeshima, T.*: Applications of Magnetic Amplifiers to High - Frequency DC-to-DC Converters. Proceedings of the IEEE č. 4/1988.
- [27] *Atjukin, A. B., Boldyreva, L. A.*: Metod opredelenija dopustimoj graničnoj častoty peremagničivania magnitoprovoda transformatora, rabotajuščego v nanosekundnom diapazone dlitel'nostej. Radiodetali i radiokomponenty č. 6/1977.
- [28] *Boldyreva, L. A.*: Opredelenie vremeni vosstanovlenija impulsnovo transformatora. Radiodetali i radiokomponenty č. 6/1977.
- [29] *Impulsübertrager mit Ferrit-kern.* Funktechnik č. 6/7/1978.
- [30] *Schmitt, R., Ross, A. J.*: Impulsübertrager mit Ferritkernen. Siemens Bauteile Informationen č. 8/1970.
- [31] *Lee, R.*: Designing Pulse Transformers For Small Size. IEEE Transaction on Magnetics č. 5/1977.
- [32] *Pizák, J.*: Impedanční transformátory ve výkonových vf zesilovačích. Sdělovací technika č. 5/1975.
- [33] *Viřaz, I.*: Širokopásmové transformátory. Slaboproudý obzor č. 1/1986.
- [34] *Morrill, A.*: High Frequency Planar Power Transformers. IEEE Transaction on Power Electronics č. 3/1992.
- [35] *Kalb, R. M., Bennet, W. R.*: Ferromagnetics Distortion of a Two-Frequency Wave. Bell System Technical Journal č. 14/1935.
- [36] *Knowles, J. E.*: The effect of surface grinding upon the

permeability of magnese-zinc ferrites.

Appl. Phys., svazek 3/1970.

[37] *Moses, A. J. a kol.*: Effect of stress on d. c. magnetisation properties of Permendur. Proc. IEEE č. 7/1975.

[38] *Grossner, N. R.*: The Geometry of Regulating Transformers. IEEE Transactions on Magnetics č. 2/1978.

[39] *Kheraluwala, M. H. a kol.*: Coaxially Wound Transformers for High - Power High-Frequency Applications. IEEE Transaction on Power Electronics č. 1/1992.

[40] *Ogawa, T. a kol.*: Realization of a Coreless Transformer and its Application to a DC/DC Converter.

Elektrotechnický časopis č. 44/1993.

[41] *Kuna, M., Dvořák, S.*: Návrh vzduchové tlumivky s optimální geometrií. Sdělovací technika č. 7/1977.

[42] *Gross, B.*: Multilayer coil design. Electronic Design č. 8/1978.

[43] *Yamaguchi, J.*: Elektrické vlastnosti některých feritů československé výroby v teplotním rozsahu 4,2 až 300 K. Slaboproudý obzor č. 5/1974.

[44] *Yamaguchi, K. a kol.*: Characteristics of a Thin Film Microtransformer with Circular Spiral Coils. IEEE Transaction on Magnetics č. 5/1993.

[45] *Petteugill, R. C. a kol.*: Receiving Antenna for Miniature Receivers. IEEE Transactions on Antennas and Propagation č. 7/1977.

Autor děkuje vedení TCC TESLA telekomunikace s.r.o. (bývalému Výzkumnému ústavu TESLA-telekomunikace) za poskytnutou pomoc při proměňování několika vzorků a zveřejnění výsledků.

INZERCE

Inzerce přijímá osobně i poštou Vydavatelství Magnet-Press (inzerce AR-B), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. (02) 24 22 73 84, (02) 24 22 77 23, tel./fax (02) 24 22 31 73. Uzávěrka tohoto čísla byla 15. 4., do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát.

Cena za první započatý řádek (délky 54 mm) je 44 Kč, za každý další i započatý 22,-Kč. Platba je včetně daně z přidané hodnoty. Cena za plošnou inzerce se řídí velikostí, za 1 cm² plochy je 29,- Kč, k ceně inzerátu se připočítává 23 % DPH. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 54x40 mm. Za opakovanou inzerce poskytujeme slevy.

Text pište čitelně, aby se předešlo chybám, vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

RÚZNÉ

Úpravy reproduktorů zahraniční výroby - vadné kmitací cívky a okrajové gumy. Poštou a dobírkou. Mir. Ledvinka, Na vysočině 664, 104 00 Praha 10 - Uhřetěves.

Navrhnou plošný spoj, zajistím výrobu i prokovených desek. Po dohodě osazení a odzkoušení vzorku. Ing. J. Schindler, tel. (02) 66038562, 7-15 hod., (02) 7981955 po 18. hod.

Reproduktorové soustavy Kompletní stavebnice Součástky, Skříně Reproduktory

Katalog zdarma!

VYHODNĚ
DEALERSKE CENY

VÝROBA
VELKOOBCHOD
MALOOBCHOD
ZÁSILKOVÁ SLUŽBA



KLITECH

spol. s r.o.

262 03 Nový Knín, nám. Jiřího z Poděbrad 403,
tel.: 0305/932 08; 933 18, fax: 0305/932 88

Provoz Praha

130 00 Praha 3, Za Vackovem 7, tel./fax: 02/684 71 07